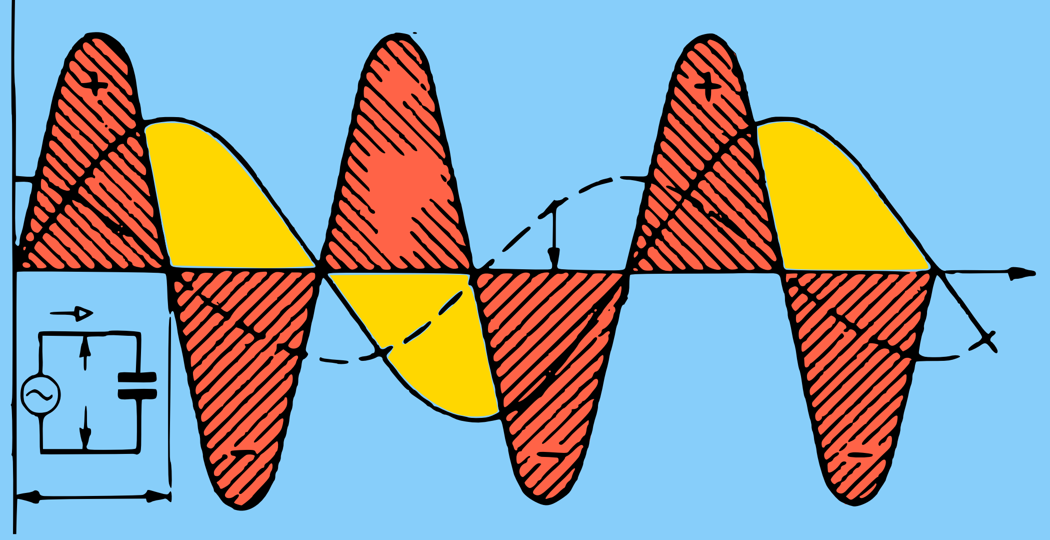
A. Kassatkine, M. Pérékaline

Cours d'Électro-technique



Éditions Mir Moscou

А. С. КАСАТКИН и М. А. ПЕРЕКАЛИН

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

На французском языке

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА ЛЕНИНГРАД

A. KASSATKINE et M. PÉRÉKALINE

Cours d'électrotechnique

ÉDITIONS MIR • MOSCOU

CDU 621.3 (075.8) = 40

Traduit du russe

par

CH. BIR

Chapitre premier

CIRCUIT A COURANT CONTINU

1-1. Le circuit électrique et ses paramètres

Le circuit électrique le plus simple (fig. 1-1) comprend une source d'énergie électrique (par exemple une pile, un accumulateur, un générateur), un récepteur d'énergie électrique (par exemple une lampe électrique, un appareil de chauffage, un moteur) et deux

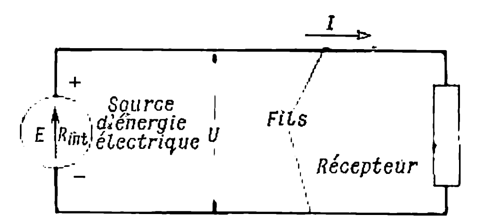


Fig. 1-1. Circuit électrique simple

fils réunissant les bornes de la source et celles du récepteur. La source d'énergie (ou plus simplement la source) transforme l'énergie mécanique, chimique, thermique ou autre en énergie électromagnétique appelée plus souvent énergie électrique ; le récepteur d'énergie (le récepteur) transforme l'énergie électrique en énergie lumineuse, thermique, mécanique, etc. La source d'énergie avec les fils de connexion et le récepteur forme un circuit fermé dans lequel a lieu un mouvement continu des charges électriques (un courant électrique). Ce circuit est appelé circuit électrique. Par rapport à la source les fils et le récepteur forment un circuit dit extérieur.

Une force électromotrice (F. É. M.) de la source d'énergie est la cause directe de la naissance d'un courant électrique dans un circuit. On admet que le sens du courant dans un circuit coïncide avec celui de la force électromotrice (sur la fig. 1-1 ces sens sont indiqués par des flèches). La borne de la source par laquelle le courant « sort » et se dirige vers le circuit extérieur est appelée borne *positive* (+), et celle par laquelle le courant venant du circuit extérieur « entre » dans la source est appelée borne *négative* (—). De cet-

te façon le courant dans le circuit extérieur va du pôle (+) au pôle (—) et à l'intérieur de la source du pôle (—) au pôle (+). Le circuit extérieur et la source ont une résistance dont la valeur dépend de la nature, de la forme et des dimensions des conducteurs des portions considérées du circuit électrique. L'intensité du courant (le courant) dans un circuit dépend de la force électromotrice et de la résistance du circuit entier. La relation qui lie ces trois grandeurs est exprimée par la *loi d'Ohm* selon laquelle le courant I dans un circuit est proportionnel à la force électromotrice E et inversement proportionnel à la résistance R du circuit entier:

$$I = \frac{E}{R}. \qquad (1\text{-}1)$$

La loi d'Ohm peut être appliquée non seulement au circuit entier mais aussi à une portion quelconque de celui-ci qui ne contient pas de source d'énergie. Dans ce cas, la force électromotrice (1-1) doit être remplacée par la tension U appliquée à cette portion (c'est-à-dire par la différence de potentiel entre le commencement et la fin de la portion du circuit) et R représentera alors la résistance de la portion considérée. Ainsi on a:

$$I = \frac{U}{R}, \qquad (1\text{-}2)$$

c'est-à-dire que l'intensité du courant dans cette portion du circuit est égale au rapport de la tension dans cette portion à sa résistance. Etant donné que la tension U est toujours appliquée entre deux points déterminés nous les indiquerons sur les schémas par des flèches (fig. 1-1).

Dans les formules (1-1) et (1-2) toutes les grandeurs doivent être exprimées dans le même système d'unités. Dans le présent ouvrage nous nous servirons du *système d'unités MKSA* (mètre, kilogramme, seconde, ampère), dans lequel l'ampère (A) est l'unité d'intensité de courant, le volt (V) l'unité de tension et de force électromotrice et l'ohm (Ω) l'unité de résistance.

On trouve dans les cours de physique la définition précise de ces unités. Pour donner au lecteur une idée concrète de l'ampère et du volt, indiquons les chiffres suivants. L'homme commence à sentir le courant qui traverse son corps lorsque l'intensité de ce courant atteint 0,005 A; disons que si elle atteint 0,05 A, le courant devient dangereux; les lampes à incandescence les plus répandues absorbent un courant de l'ordre de 0,25 à 1 ampère; les appareils de chauffage domestiques, un courant de 2 à 8 ampères; une motrice de tramway, un courant atteignant 100 ampères. Les piles fournissent généralement une tension un peu supérieure à 1 volt, un accumulateur au plomb fournit une tension d'environ 2 volts; le réseau d'éclairage

dans les villes a une tension de 127 ou 220 volts. Le tramway est alimenté sous une tension de l'ordre de 600 volts (entre le fil de contact et les rails) ; la distribution de l'énergie électrique dans les villes et les régions rurales se fait souvent sous une tension de l'ordre de 6 600 volts ; l'énergie électrique est transmise à grande distance par des lignes de 35 000, 110 000 et 220 000 volts. Le transport d'énergie depuis les centrales hydro-électriques établies sur la Volga et alimentant Moscou se fait sous la tension de 400 000 ou 500 000 V ; enfin, la foudre a une tension qui dépasse parfois 100 millions de volts.

Pour exprimer de très petites intensités de courant il est commode de se servir des sous-multiples de l'ampère : le milliampère (mA) égal à 10^{-3} A ou même le microampère (μA) égal à 10^{-6} A. Pour exprimer de faibles tensions on emploie le millivolt (mV) égal à 10^{-3} V et pour les hautes tensions on utilise le kilovolt (kV) égal à 1000 volts.

Les très grandes résistances sont généralement exprimées en kiloohms (kΩ) et mégohms (MΩ) ; un kiloohm = 10^3 ohms, un mégohm = 10^6 ohms.

Si la résistance intérieure d'un générateur est plus ou moins grande, la tension (ou la différence de potentiels) aux bornes de ce générateur est inférieure à sa force électromotrice de la valeur de la chute de tension intérieure qui, selon la loi d'Ohm, est égale au produit du courant I par la *résistance intérieure* R_{int} du générateur, c'est-à-dire que

$$U = E - R_{\text{int}} I. \tag{1-3}$$

Souvent la résistance intérieure d'un générateur est relativement petite. On peut alors négliger le dernier terme du second membre de l'équation (1-3) et considérer approximativement la tension du générateur comme égale à sa force électromotrice.

Lorsque le circuit extérieur est ouvert, c'est-à-dire lors du *fonctionnement à vide* du générateur, $I = 0$ et l'équation (1-3), indépendamment de la valeur de R_{int}, nous donne :

$$U = E. \tag{1-4}$$

Si la résistance du circuit extérieur (la *résistance extérieure*) devient petite par rapport à la résistance intérieure du générateur, on peut considérer que $U = 0$ et le générateur est *court-circuité*. D'après la formule (1-3) le courant

$$I = \frac{E}{R_{\text{int}}} \tag{1-5}$$

peut atteindre de très grandes valeurs, car R_{int} est généralement de beaucoup inférieure à la résistance des récepteurs. Un court-circuit

a lieu si, par exemple, par suite de l'endommagement de l'isolation ou pour une autre cause les fils allant du générateur aux récepteurs viennent en contact.

Si un conducteur solide ou liquide a sur toute sa longueur l une même section S (par exemple un fil métallique) sa résistance peut être déterminée par la formule

$$R=\rho\frac{l}{S}, \qquad (1\text{-}6)$$

où ρ est la résistivité du conducteur qui dépend de la matière qui le constitue et de la température. On appelle la *résistivité* d'un corps la résistance d'un fragment de ce corps ayant un cm de long et un cm^2 de section. Dans le système MKSA dont les principales unités de longueur et de surface sont respectivement le mètre et le mètre carré on peut obtenir de la formule (1-6) l'unité de résistivité exprimée en ohms·mètres ($\Omega\cdot m$).

Cependant, il n'est pas commode de mesurer dans les mêmes unités la longueur et la section des fils, car la longueur des fils est relativement grande et peut atteindre des centaines de kilomètres, tandis que leur section est relativement petite et s'exprime généralement en millimètres carrés. Pour cette raison la résistivité d'un conducteur est calculée à partir de la résistance d'un fil long de 1 mètre et ayant une section de 1 mm^2, c'est-à-dire que la résistivité s'exprime en ohms·mm^2/m ($\Omega\cdot mm^2/m$).

Lors de la mesure de la résistivité des conducteurs massifs (liquides, sols, etc.) la longueur et la section sont souvent des grandeurs du même ordre. On les exprime généralement en centimètres et on prend comme unité de résistivité l'ohm·centimètre ($\Omega\cdot cm$).

Dans certains calculs il est plus commode d'utiliser au lieu de la résistance son inverse $g=\frac{1}{R}$ appelée *conductance*. Dans ce cas la loi d'Ohm (1-2) prend la forme

$$I=gU. \qquad (1\text{-}7)$$

L'unité de conductance est le siemens $\left(\frac{1}{\text{ohm}}=\text{ohm}^{-1}\right)$.

Au lieu de la résistivité on peut utiliser une grandeur inverse

$$\gamma=\frac{1}{\rho},$$

appelée *conductance spécifique* ou *conductivité*. Elle s'exprime généralement en $\frac{1}{\text{ohm}\cdot\text{cm}}$ ou en m/ohm·mm^2. En utilisant la formule (1-6) il est facile de se rendre compte que

$$g=\frac{1}{R}=\frac{\gamma S}{l}. \qquad (1\text{-}8)$$

Tableau 1-1

Symboles graphiques pour les résistances et les réactances

Type	Symbole graphique
Résistance fixe	
Résistance avec prises	
Résistance variable: a) symbole général	ou
b) avec interruption du circuit	
c) sans interruption du circuit	
Résistance réglable (rhéostat)	
Résistance non linéaire	
Bobine d'inductance	
Noyau ferromagnétique	
Condensateur fixe	
Condensateur électrolytique	– +
Condensateur variable	

Le terme *résistance* est utilisé non seulement comme dénomination de la grandeur qui caractérise une portion donnée d'un circuit, un conducteur ou un appareil, mais aussi comme appellation d'un appareil destiné à limiter le courant. Les résistances réglables sont appelées *rhéostats*. Leur résistance peut varier soit par échelons, soit presque progressivement (fig. 1-2). On utilise également des rhéostats à liquide (fig. 1-3) dans lesquels une solution électrolytique remplit l'espace entre une plaque métallique mobile et le réservoir métallique

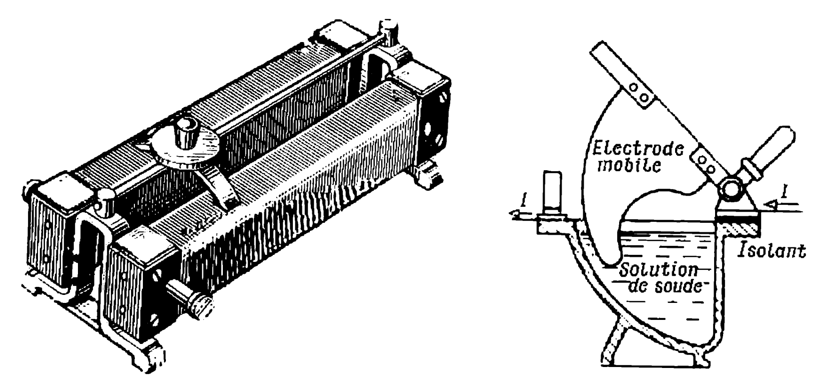


Fig. 1-2. Rhéostat à variation progressive de la résistance

Fig. 1-3. Rhéostat à liquide

fixe ou entre deux plaques qui se déplacent ensemble. Sur les schémas des circuits électriques, les résistances (les rhéostats) sont représentées comme indiqué dans le tableau 1-1, dans lequel figurent également les résistances des circuits à courant alternatif dont nous parlerons dans les chapitres ultérieurs.

1-2. Matériaux conducteurs

En fonction de leur résistivité toutes les substances peuvent être divisées en trois groupes : *conducteurs* (surtout métaux, $\rho = 10^{-6}$ à $10^{-4} \Omega\cdot$cm), *électrolytes* et *semi-conducteurs* ($\rho = 10^{-2}$ à 10^{10} $\Omega\cdot$cm) et *diélectriques* ou *isolants* ($\rho = 10^{11}$ à 10^{15} $\Omega\cdot$cm). Les deux premiers groupes forment la plus grande partie des *substances conductrices*.

La résistivité relativement petite des métaux est due à la présence dans ces derniers d'un grand nombre d'électrons libres (ou plus précisément, d'électrons pouvant facilement être libérés) qui sous l'action d'un champ électrique extérieur se déplacent dans le conducteur et créent dans ce dernier un courant électrique.

La résistivité des métaux augmente avec la température ; pour cette raison la résistance des conducteurs métalliques croît avec

la température. Dans certaines limites l'accroissement de la résistance des métaux est approximativement proportionnel à l'accroissement de la température, de sorte que:

$$\frac{R-R_0}{R_0}=\alpha(\vartheta-\vartheta_0),$$

où R est la résistance à la température ϑ;

R_0 la résistance à la température ϑ_0;

α le coefficient de température de résistance.

Le coefficient de température de résistance est donc l'accroissement relatif de la résistance pour un accroissement de la température de 1°C.

De cette façon:

$$R=R_0[1+\alpha(\vartheta-\vartheta_0)]. \quad (1\text{-}9)$$

La grandeur α dépend de la température initiale ϑ_0 que l'on adopte généralement égale à 20° C.

Lorsqu'on connaît α, la formule (1-9) peut être utilisée pour déterminer de façon indirecte l'accroissement de la température de l'enroulement d'une machine ou d'un appareil par mesure de sa résistance à froid et à chaud. Remarquons cependant que la formule (1-9) peut être utilisée avec une précision suffisante pour les besoins de la pratique lors de la mesure de température de — 100 à 200 ou 300° C. Pour des limites plus larges il faut se servir d'une formule plus compliquée

$$R=R_0[1+\alpha(\vartheta-\vartheta_0)+\beta(\vartheta-\vartheta_0)^2+\ldots], \quad (1\text{-}10)$$

où le nombre nécessaire de termes de la série augmente avec l'accroissement des limites de variation de la température.

Le tableau 1-2 donne les valeurs de la résistivité et du coefficient de température de certains métaux et alliages. Les résistivités minimales sont celles de l'argent et de l'or. Les principaux matériaux conducteurs sont le cuivre, l'aluminium et, dans une moindre mesure, l'acier. Bien que certains métaux comme le tungstène, le nickel et le zinc aient une résistivité inférieure à celle de l'acier, ils ne sont pas utilisés comme conducteurs par suite de leur prix élevé ou de leur résistance mécanique moindre.

Pour la fabrication des rhéostats il faut des métaux à grande résistivité. Généralement, on utilise à cette fin des alliages tels que le maillechort, le constantan et autres, ainsi que la fonte. Dans les appareils de chauffage domestiques et dans les fours électriques industriels on utilise le nichrome; les résistances faisant partie des dispositifs de mesure sont fabriquées en manganine, les filaments des lampes à incandescence sont en tungstène qui a une haute température de fusion (environ 3400° C).

Tableau 1-2

Résistivité et coefficient de température de certains métaux et alliages

Métaux et alliages	Résistivité à 20 °C, ohms·mm²/m	Coefficient de température moyen (de 0 à 100 °C)
Aluminium	0,026	0,004
Tungstène	0,049	0,004
Constantan	0,44	0,000005
Manganine	0,42	0,000005
Cuivre . . .	0,0172	0,004
Maillechort	0,35	0,00003
Nichrome	1,0	0,00013
Acier . .	0,13	0,006
Fonte . .	0,50	0,001

Les solutions d'électrolytes ainsi que le charbon et certains alliages ont un coefficient de température négatif, c'est-à-dire que leur résistance diminue avec l'accroissement de la température. La valeur absolue du coefficient de température de la plupart des électrolytes est d'environ 0,02.

La conductivité des électrolytes dépend beaucoup de la concentration de la solution, c'est-à-dire du nombre de grammes de substance contenus dans un cm^3 de la solution. Pour une concentration déterminée, qui n'est pas la même pour divers électrolytes, la conductivité a un maximum.

1-3. Piles et accumulateurs

La source la plus ancienne de courant électrique est la *pile* comprenant deux électrodes plongées dans un électrolyte. L'énergie électrique y est obtenue grâce à la transformation de l'énergie chimique.

Les piles les plus répandues actuellement sont celles à manganèse dans lesquelles on utilise comme électrode positive le bioxyde de manganèse (MnO_2), comme électrode négative le zinc (Zn), et comme électrolyte une solution de chlorure d'ammonium (NH_4Cl). Cette pile est fabriquée en différentes réalisations. Dans une pile dite *à sac* (fig. 1-4) une feuille de zinc *1* est enroulée en cylindre et le bioxyde de manganèse, mélangé avec du charbon, du graphite et du noir de fumée pour diminuer la résistance, et aggloméré *2* remplit un sac de toile disposé à l'intérieur du cylindre de zinc et isolé de ce dernier par des perles isolantes enfilées sur une ficelle qui enserre le sac. Pour réunir l'électrode positive avec le circuit extérieur on

utilise une tige de charbon *3* placée dans la matière agglomérée. Les deux électrodes sont placées dans un récipient cylindrique en verre rempli d'une solution de chlorure d'ammonium à 20%. Une telle pile fournit au début de son fonctionnement une force électromotrice de 1,5 volt et a une résistance intérieure de 0,2 à 0,5 ohm. Le phénomène électrochimique qui y a lieu se résume par l'équation

$$Zn + 2NH_4Cl + 2MnO_2 =$$
$$= Zn(NH_3)_2Cl_2 + H_2O + Mn_2O_3.$$

D'après une loi électrochimique bien connue on sait que les masses des substances qui participent au processus électrochimique sont proportionnelles à l'intensité du courant I et au temps de son passage t, c'est-à-dire au produit It. Pour cette raison les dimensions des électrodes déterminent la valeur maximale du produit It qui peut être obtenue de la pile donnée. Ce produit, appelé capacité, est généralement exprimé en ampères-heures (Ah). La capacité d'une pile de ce type à sac en fonctionnement normal est de 8,5 Ah si on l'utilise tant que la tension à ses bornes reste supérieure ou égale à 0,7 volt. Si l'on utilise la pile jusqu'au moment où sa tension baisse à 0,4 volt, sa capacité sera de 12 Ah.

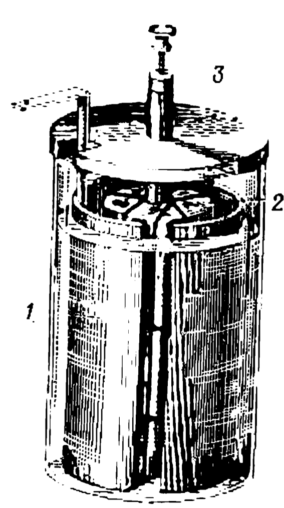


Fig. 1-4. Pile à sac: *1* — cylindre de zinc; *2* — sac avec matière agglomérée; *3* — tige de charbon

Il existe également des piles sèches dans lesquelles l'électrolyte liquide est transformé en pâte par adjonction de sciure de bois, de farine, d'amidon ou d'autres substances.

La production du courant électrique à grande échelle au moyen des piles n'est pas rationnelle, car il faut renouveler périodiquement les électrodes usées, ce qui est onéreux et peu commode.

Il existe cependant des piles dans lesquelles peut avoir lieu un processus électrochimique réversible à grand rendement, c'est-à-dire non seulement la transformation de l'énergie chimique en celle électrique, mais aussi la transformation inverse de l'énergie électrique en énergie chimique avec régénération des électrodes usées lors du passage du courant en sens inverse.

De telles piles permettant d'emmagasiner l'énergie électrique et de la restituer ensuite sont appelées *accumulateurs*. Le processus d'accumulation de l'énergie dans un accumulateur est appelé charge et le processus de restitution de l'énergie sous forme de courant électrique est appelé décharge.

A l'heure actuelle on utilise deux types d'accumulateurs: les accumulateurs *au plomb* (*à acide*) et les accumulateurs *alcalins* (*au cadmium-nickel* ou *au fer-nickel*).

Un accumulateur au plomb chargé a pour électrodes: le bioxyde de plomb PbO_2 (l'anode) et le plomb pur Pb (la cathode). L'électrolyte est une solution d'acide sulfurique.

L'anode et la cathode d'un accumulateur au plomb sont fabriquées sous forme de plaques de plomb recouvertes de matières actives

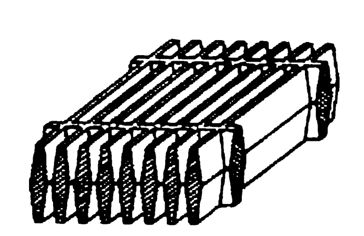


Fig. 1-5. Partie d'une plaque positive d'un accumulateur au plomb

Fig. 1-6. Plaque négative d'un accumulateur au plomb

(PbO_2 et Pb) et elles sont de constructions différentes selon le mode d'application de la matière active.

Les plaques positives (anodes) (fig. 1-5) sont constituées de nervures de plomb verticales réunies entre elles. Une telle forme a pour but d'augmenter la surface des plaques. Grâce à un traitement électrolytique spécial (formation) la couche superficielle de la plaque positive est transformée en peroxyde de plomb et prend une couleur brune.

Les plaques négatives (cathodes) (fig. 1-6) sont constituées d'une carcasse de plomb en forme de grille dont les alvéoles sont remplies d'oxyde de plomb retenu par des feuilles de plomb criblées, à grand nombre de petits trous, qui couvrent la grille de deux côtés. Lors de la première charge l'oxyde de plomb est réduit par des ions d'hydrogène et donne du plomb pur à structure poreuse, appelé plomb spongieux. Les plaques négatives sont de couleur grise.

Le phénomène électrochimique ayant lieu dans un accumulateur répond à la réaction suivante:

$$PbO_2 + 2H_2SO_4 + Pb = 2PbSO_4 + 2H_2O,$$

qui lors de la décharge doit être lue de gauche à droite et lors de la charge, de droite à gauche.

Cette réaction montre que la concentration de l'acide sulfurique diminue lors de la décharge et augmente lors de la charge. Dans différents types d'accumulateurs cette concentration n'est pas la même et dépend des conditions d'usage. Avec l'accroissement de la concentration la durée de service de l'accumulateur diminue mais,

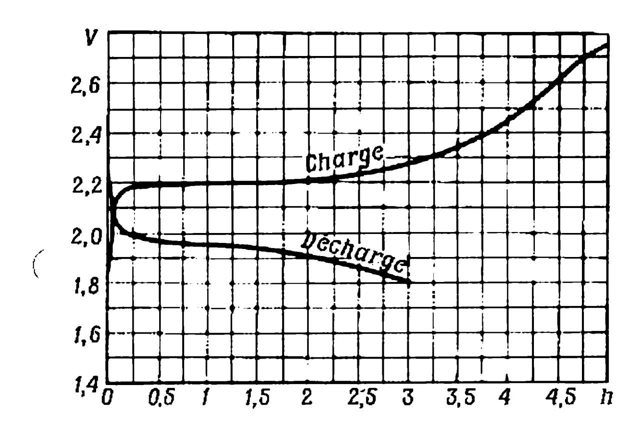


Fig. 1-7. Courbes de charge et de décharge d'un accumulateur au plomb

en revanche, le risque qu'il gèle diminue et ses dimensions et poids sont réduits car, pour la même quantité d'acide sulfurique, la quantité totale de solution diminue. Pour une concentration d'environ 30% une solution d'acide sulfurique a une conductivité maximale; pour cette raison lorsqu'on veut que la résistance intérieure de l'accumulateur soit minimale il faut que la concentration moyenne de l'électrolyte soit voisine de 30%. Cela se rapporte, par exemple, aux accumulateurs de démarrage des voitures. Il est commode de déterminer la concentration de l'électrolyte d'après son poids spécifique qui peut être facilement mesuré à l'aide d'un aréomètre.

Un accumulateur entièrement chargé a une force électromotrice d'environ 2,2 volts. Au début de la décharge la tension aux bornes d'un tel accumulateur a à peu près la même valeur car la résistance intérieure des accumulateurs est très petite. Ensuite (fig. 1-7) dans des conditions normales de travail la tension baisse assez rapidement jusqu'à 1,95 volt, se maintient un certain temps à cette valeur et puis commence à baisser d'abord lentement, ensuite de plus en plus rapidement. On ne doit jamais pousser la décharge au-delà de 1,8 volt sinon un phénomène chimique irréversible y commencera et il sera impossible de recharger l'accumulateur jusqu'à sa capacité

nominale. Lors de la charge, la tension de l'accumulateur atteint rapidement 2,2 volts, puis monte lentement jusqu'à 2,3 volts. Vers la fin de la charge, lorsque tout le plomb à la cathode est réduit et

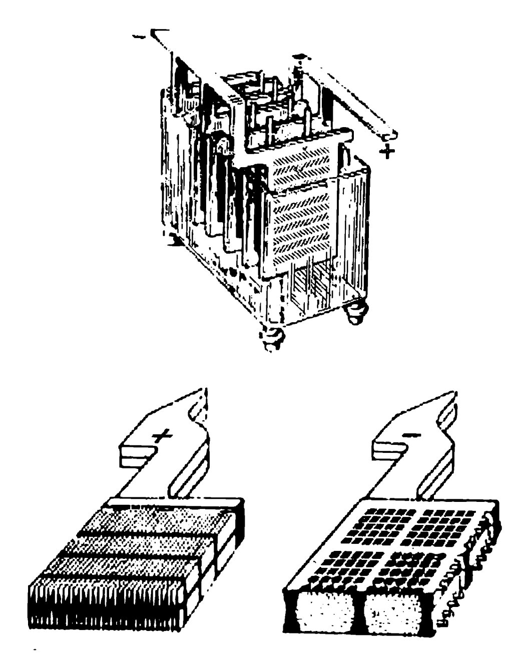


Fig. 1-8. Accumulateur au plomb stationnaire dans un bac de verre

l'hydrogène commence à se dégager dans l'atmosphère (l'accumulateur « bouillonne ») en augmentant la résistance intérieure de l'accumulateur, il s'avère nécessaire d'augmenter la tension jusqu'à 2,6 ou 2,7 volts pour maintenir le courant de charge.

Les accumulateurs au plomb stationnaires (fig. 1-8) sont de deux types en U. R. S. S. : pour une décharge prolongée de 3 heures au moins (type désigné par la lettre C) et pour une décharge de courte durée ne dépassant pas 1 heure (type désigné par les lettres CK). Les accumulateurs du type CK ne diffèrent de ceux du type C que par une plus grande section des barres de connexion.

On appelle *capacité nominale d'un accumulateur* sa capacité lors d'une décharge de 10 heures. La capacité minimale est celle d'un accumulateur désigné conventionnellement par C-1 (ou CK-1) ; sa capacité nominale est de 36 Ah. Le nombre faisant partie de la désignation conventionnelle montre combien de fois la capacité nominale de l'accumulateur donné dépasse 36 Ah.

La capacité d'un accumulateur dépend de l'intensité du courant de décharge et diminue avec l'accroissement de ce dernier. Ainsi, l'accumulateur C-14 a une capacité de 504 Ah lors d'une décharge de 10 heures et de 378 Ah seulement lors d'une décharge de 3 heures. La cause en est la diminution rapide de la concentration de l'acide sulfurique dans les pores des électrodes pour une grande densité de courant et par conséquent une chute plus rapide de la force électromotrice de l'accumulateur.

Dans les *accumulateurs alcalins* l'anode se compose d'hydrate de nickel Ni (OH). Dans les accumulateurs au cadmium-nickel la cathode se compose de cadmium spongieux (Cd) et dans les accumulateurs au fer-nickel de fer spongieux (Fe). L'électrolyte est constitué par une solution à 20% de KOH avec une faible addition d'oxyde monohydraté de lithium contenant au moins 50% de LiOH. Les deux électrodes sont fabriquées sous forme de grilles en acier nickelé dans les alvéoles desquelles sont introduits par pression des petits paquets en tôle d'acier nickelé remplis de matière active et comportant un grand nombre de petits trous. Le bac contenant les électrodes et l'électrolyte est également fabriqué en tôle d'acier nickelé et est doté d'un couvercle rapporté par soudure avec des trous pour les bornes et pour le remplissage du bac avec de l'électrolyte.

Dans un accumulateur au cadmium-nickel le phénomène électrochimique correspond à la réaction suivante:

$$2Ni(OH)_3 + 2KOH + Cd = 2Ni(OH)_2 + 2KOH + Cd(OH)_2,$$

et dans un accumulateur au fer-nickel, à la réaction

$$2Ni(OH)_3 + 2KOH + Fe = 2Ni(OH)_2 + 2KOH + Fe(OH)_2.$$

Pour la décharge les deux réactions sont lues de gauche à droite et pour la charge de droite à gauche.

Ces réactions montrent que la concentration de l'hydroxyde de potassium ne varie ni à la décharge ni à la charge de l'accumulateur. Cela permet d'avoir une quantité relativement petite d'électrolyte et de rendre l'accumulateur plus compact. Ainsi, un accumulateur au plomb C-3 de 108 Ah de capacité contient environ 6,8 litres d'électrolyte, tandis qu'un accumulateur alcalin HKH-100 ayant presque la même capacité (100 Ah) ne contient que 1,2 litre d'électrolyte, soit 5,6 fois moins.

Les accumulateurs au cadmium-nickel (fig. 1-9) sont fabriqués pour une capacité de 2,25 à 100 Ah et sont destinés surtout à être utilisés comme batteries anodiques (désignation AKH) et batteries de chauffage (désignation HKH) pour lampes radio ainsi que pour l'alimentation des lampes portatives (désignation ФKH). Lorsque ces accumulateurs sont connectés en batterie on inscrit avant les lettres de la désignation conventionelle un chiffre qui désigne le nombre d'élé-

ments associés en série. Les chiffres placés après les lettres de la désignation conventionnelle indiquent la capacité de l'accumulateur en Ah.

Les accumulateurs au fer-nickel (désignation ЖН) sont fabriqués pour une capacité comprise entre 33 et 350 Ah et n'ont pas de destination spéciale. Ils peuvent être utilisés pour les mêmes buts que les accumulateurs au cadmium-nickel ainsi que pour différents besoins de laboratoire. Les accumulateurs de 350 Ah de capacité (désignation ЭЖН-350) sont destinés à alimenter les locomotives

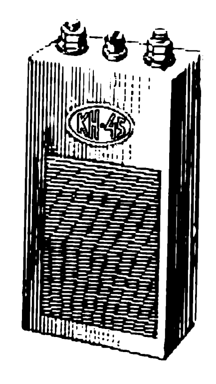


Fig. 1-9. Accumulateur alcalin

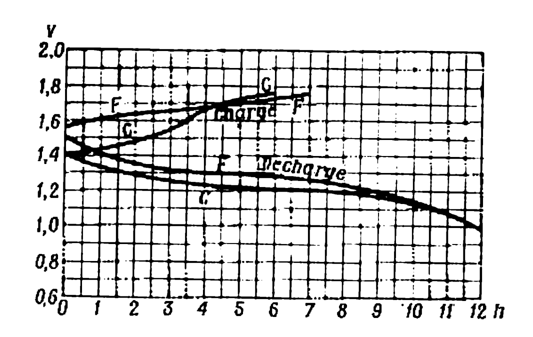


Fig. 1-10. Courbes de charge et de décharge des accumulateurs alcalins

électriques de mines. Ils sont alors connectés en batteries de 80 ou de 96 éléments (pour deux types différents de locomotives électriques).

Les courbes de charge et de décharge des accumulateurs alcalins sont indiquées sur la fig. 1-10. Evidemment aucun accumulateur ne restitue lors de la décharge toute l'énergie dépensée pour sa charge. Une partie de cette énergie est transformée en chaleur, une autre partie est dépensée lors des phénomènes chimiques auxiliaires irréversibles, par suite de quoi la quantité d'électricité restituée par un accumulateur est inférieure à celle qui l'a traversé lors de la charge.

La qualité d'un accumulateur est caractérisée par le rendement en quantité (en quantité d'électricité — rendement électrique) et le rendement en énergie. Le rendement en quantité d'un accumulateur au plomb lors d'une décharge de 3 heures et plus est d'au moins 84% et son rendement en énergie est de 65%. Le rendement des accumulateurs alcalins ayant une résistance intérieure beaucoup plus grande est inférieur à celui des accumulateurs au plomb.

Leur rendement en quantité est de 66,6% et le rendement en énergie est de 50% pour les accumulateurs au cadmium-nickel et de 47% pour les accumulateurs au fer-nickel.

L'avantage des accumulateurs alcalins est l'excellente fixation de la matière active. Aussi ces accumulateurs ne craignent pas les trépidations et ont une meilleure tenue aux courts-circuits que les accumulateurs au plomb. De plus, ils sont plus légers et de volume moindre. On peut s'en convaincre en comparant le volume et le poids (par Ah) des accumulateurs C-3 (108 Ah), HKH-100 (100 Ah) et ЖН-100 (100 Ah).

Accumulateur	Poids avec électrolyte, g/Ah	Volume, cm³/Ah
C-3	245	98
HKH-100	65	30
ЖН-100	68	30

Ce tableau montre qu'un accumulateur au plomb a un volume 3,25 fois plus grand et un poids de 3,6 à 3,8 fois plus grand que chacun des deux accumulateurs alcalins qui ont le même volume et presque le même poids.

1-4. Travail et puissance du courant électrique

Si pour maintenir un courant I dans une portion quelconque d'un circuit électrique il faut appliquer aux bornes de celle-ci une tension U, le travail du courant dans cette portion pendant le temps t peut être exprimé par la formule

$$A = UIt \tag{1-11}$$

et la *puissance* correspondante sera

$$P = UI. \tag{1-12}$$

Si la tension dans ces formules est exprimée en volts, le courant en ampères et le temps en secondes, la puissance sera mesurée en watts (W) et le travail en joules (J) ou en watts-secondes (un watt-seconde = 1 volt·ampère·seconde = 1 joule).

Si dans la formule (1-11) on exprime le temps en heures (h), le travail sera exprimé en unités plus grandes, en *watts-heures* (Wh). On voit bien que 1 watt-heure = 3 600 J.

Dans l'industrie on emploie des puissances d'un ordre tel que le watt est une unité trop petite, aussi on le remplace par des unités multiples telles que l'*hectowatt* (1hW = 100 W) ou plus

souvent le *kilowatt* (1 kW = 1000 W) et même le *mégawatt* (1MW = 1 000 000 W).

Si la tension et le courant varient dans le temps, la formule (1-11) peut être employée seulement pour un intervalle de temps infiniment petit dt et elle prend la forme:

$$dA = ui\,dt \tag{1-13}$$

(à la différence de la tension et du courant continus on marque les tensions et les courants variables par des lettres minuscules u et i).

Le travail du courant pendant un intervalle de temps fini t est déterminé en intégrant l'expression indiquée par rapport au temps

$$A = \int_0^t ui\,dt \tag{1-14}$$

et la puissance (instantanée) qui varie avec le temps est

$$p = ui. \tag{1-15}$$

De cette façon l'expression de la puissance sous forme d'un produit de la tension par le courant est valable pour le courant continu et le courant alternatif. Elle est valable pour une portion quelconque du circuit: fil de ligne, lampe électrique, appareil de chauffage, moteur électrique.

Si dans la portion considérée d'un circuit, l'énergie électrique est transformée uniquement en chaleur, le travail et la puissance du courant dans cette portion peuvent être exprimés en fonction du courant et de la résistance de la portion considérée. Dans une telle portion de circuit les forces électromotrices sont absentes et, par conséquent, d'après la loi d'Ohm, $u = Ri$ et $U = RI$. En introduisant ces expressions dans les formules (1-11) et (1-14) on obtient pour un courant continu

$$A = RI^2t, \tag{1-16}$$

et pour un courant variable

$$A = \int_0^t Ri^2\,dt \tag{1-17}$$

et lorsqu'on peut considérer R comme une grandeur constante (en négligeant la variation de la résistance par suite de l'accroissement de la température) on écrira

$$A = R \cdot \int_0^t i^2\,dt.$$

Les formules (1-16) et (1-17) expriment une loi découverte par le physicien anglais Joule et l'académicien russe Lenz indépendamment l'un de l'autre.

Cette loi s'énonce ainsi: la quantité de chaleur dégagée par le courant électrique en une unité de temps est proportionnelle au carré de l'intensité du courant et à la résistance du conducteur (loi de Joule-Lenz).

En faisant la même substitution dans les formules (1-12) et (1-15), nous obtenons des formules pour le calcul de la puissance dépensée pour l'échauffement des conducteurs:

$$P = RI^2 \tag{1-18}$$

en courant continu et

$$p = Ri^2 \tag{1-19}$$

en courant variable.

Cette puissance peut aussi être exprimée en fonction de la tension aux bornes de la portion considérée. Etant donné que

$$i = gU \quad \text{et} \quad R = \frac{1}{g},$$

on obtient

$$P = gU^2 \tag{1-20}$$

pour une tension continue et de façon analogue

$$p = gu^2 \tag{1-21}$$

pour une tension variable.

1-5. Connexion en série des sources et des récepteurs d'énergie électrique

Souvent, lors des calculs, il est commode de remplacer un groupe de résistances connectées entre elles de différentes façons par une seule résistance mais de sorte que ce remplacement ne change pas les courants et les tensions dans les autres portions du circuit. Une telle résistance remplaçant un groupe de résistances est appelée résistance *équivalente*.

Lorsque les récepteurs sont connectés en série (fig. 1-11), en appliquant la loi d'Ohm à chaque résistance ainsi qu'à la résistance équivalente $R_é$ on obtient:

$$U_1 = R_1I, \qquad U_2 = R_2I,$$
$$U_3 = R_3I, \ \ldots, \quad U = R_éI$$

et, puisque

$$U = U_1 + U_2 + U_3 + \ldots = \sum_{k=1}^{k=n} U_k,$$

on a

$$R_é I = (R_1 + R_2 + R_3 + \dots) I = \sum_{k=1}^{k=n} R_k I$$

et par suite

$$R_é = R_1 + R_2 + R_3 + \dots = \sum_{k=1}^{k=n} R_k, \qquad (1\text{-}22)$$

c'est-à-dire que la résistance équivalente est égale à la somme des résistances connectées en série.

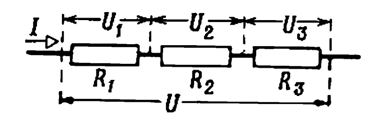


Fig. 1-11. Couplage des récepteurs en série

En partant des mêmes relations on trouve pour des récepteurs connectés en série et ne possédant pas de force électromotrice

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}, \quad \frac{U_2}{U_3} = \frac{R_2}{R_3}, \text{ etc.,}$$

c'est-à-dire que la tension se répartit entre les récepteurs connectés en série proportionnellement à leurs résistances respectives.

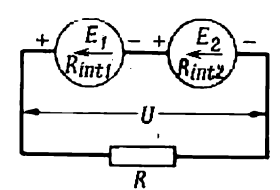


Fig. 1-12. Circuit à sources d'énergie en série

Si un circuit de résistance extérieure R (fig. 1-12) est alimenté par plusieurs sources d'énergie connectées en série, de forces électromotrices E_1, E_2, etc. et de résistances intérieures $R_{\text{int }1}$, $R_{\text{int }2}$, etc., on peut remplacer les sources connectées en série par une seule source de résistance intérieure

$$R_é = R_{\text{int }1} + R_{\text{int }2} + \dots = \sum R_{\text{int }k}$$

et de force électromotrice

$$E_é = E_1 + E_2 + \dots = \sum E_k,$$

où les forces électromotrices ayant le même sens que celui choisi pour $E_é$ doivent être considérées comme positives et les forces électromotrices de sens opposé comme négatives. Le courant dans ce circuit est déterminé par l'équation

$$I = \frac{\Sigma E_h}{R_é + R}. \quad (1\text{-}23)$$

La portion du circuit dans laquelle la force électromotrice a un sens opposé à celui du courant (force contre-électromotrice) est un récepteur d'énergie dans lequel a lieu la transformation de l'énergie

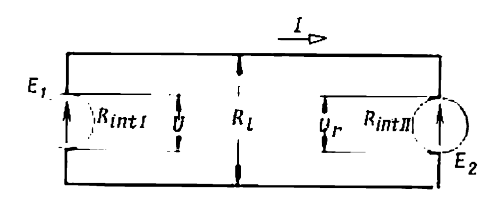


Fig. 1-13. Couplage en série de sources d'énergie dont les forces électromotrices s'opposent

électrique en énergie chimique (accumulateur en charge) ou en énergie mécanique (moteur électrique).

Par suite de la chute de tension intérieure la tension aux bornes d'un générateur est inférieure à sa force électromotrice et la tension aux bornes d'un récepteur est supérieure à sa force électromotrice.

La tension U aux bornes d'un générateur qui alimente un branchement en série (fig. 1-13) sera:

$$U = E_1 - R_{\text{int I}} I = R_l I + U_r = R_l I + R_{\text{int II}} I + E_2, \quad (1\text{-}24)$$

où U_r est la tension aux bornes du récepteur;

E_1, E_2 sont respectivement les forces électromotrices du générateur et du récepteur.

En multipliant cette dernière équation par la valeur du courant I on obtient l'équation de répartition de la puissance dans le circuit:

$$UI = E_I I - R_{\text{int I}} I^2 = R_l I^2 + U_r I = R_l I^2 + R_{\text{int II}} I^2 + E_2 I.$$

$E_I I$ est la puissance électrique développée dans le générateur: une partie de celle-ci $R_{\text{int I}} I^2$ est perdue (se transforme en chaleur) à l'intérieur du générateur même et la puissance restante UI est envoyée dans le circuit extérieur. La puissance $R_l I^2$ est transformée en chaleur dans les conducteurs de la ligne lors du transport. Le récepteur reçoit la puissance $U_r I$, dont la partie $R_{\text{int II}} I^2$

correspond aux pertes sous forme de chaleur dans le récepteur et la partie E_2I est la puissance qui prend une forme chimique ou mécanique.

1-6. Chute de tension dans les fils

Un des cas répandus de connexion en série est celui d'une ligne bifilaire qui relie une source d'énergie à un récepteur : moteur électrique, groupe de lampes, four électrique, etc.

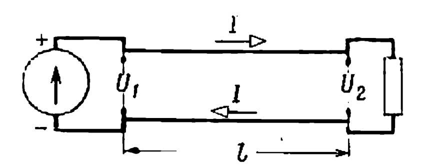


Fig. 1-14. Tension au début et en bout de ligne

Dans ce cas (fig. 1-14) la tension au début de la ligne est :

$$U_1 = U_2 + 2RI, \qquad (1\text{-}25)$$

où U_2 est la tension en bout de ligne et R la résistance de chaque fil. La différence entre les tensions U_1 et U_2 est appelée *chute de tension* dans la ligne. Elle est désignée par ΔU. De cette façon

$$\Delta U = 2RI, \qquad (1\text{-}26)$$

mais puisque selon la formule (1-6)

$$R = \rho \frac{l}{S} . \qquad (1\text{-}27)$$

on a

$$\Delta U = I \frac{2\rho l}{S} . \qquad (1\text{-}28)$$

Connaissant l'intensité du courant et la chute de tension maximum admissible, on peut par la formule (1-28) trouver la section nécessaire des fils :

$$S = I \frac{2\rho l}{\Delta U} . \qquad (1\text{-}29)$$

La section ainsi obtenue est arrondie jusqu'à la section normalisée la plus proche.

A la chute de tension est lié le rendement de la ligne η, c'est-à-dire le rapport de la puissance P_2 fournie par la ligne au récepteur à la puissance P_1 reçue par la ligne de la source d'énergie. Etant

donné que $P_2 = U_2I$ et $P_1 = U_1I$, le rendement

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_1 - \Delta U}{U_1} = 1 - \frac{\Delta U}{U_1}.$$

Au lieu du rendement d'une ligne on considère souvent la valeur de la perte de puissance relative dans cette ligne

$$p = \frac{\Delta P}{P_1},$$

où $\Delta P = P_1 - P_2$. Etant donné que $\Delta P = \Delta UI$ et $P_1 = U_1I$, on a

$$p = \frac{\Delta U}{U_1}, \tag{1-30}$$

c'est-à-dire que la perte de puissance relative dans une ligne à deux fils parcourue par un courant continu est égale à la chute de tension relative dans cette ligne.

Comme le montre la formule de puissance $P = UI$ une même puissance peut être obtenue avec une tension plus élevée et un courant relativement faible ou avec un courant fort et une tension relativement faible. Pour réduire la chute de tension et la perte de puissance dans les fils lors du transport de l'énergie électrique à grande distance et pour accroître ainsi le rendement de la ligne, il faut réduire l'intensité du courant dans les fils, donc accroître d'autant de fois la tension, la puissance transmise restant la même. La chute de tension relative diminue alors de façon inversement proportionnelle au carré de l'accroissement de la tension.

En effet, pour une tension égale à $2U$ et une même résistance des fils le courant sera égal à $\frac{I}{2}$ et la valeur absolue de la chute de tension $\frac{\Delta U}{2}$; la chute de tension relative (et par suite, la perte de puissance relative) sera alors

$$\frac{\Delta U}{2} : 2U = \frac{1}{4}\frac{\Delta U}{U},$$

soit le quart de sa valeur initiale.

1-7. Calculs de l'échauffement des conducteurs

Les fils reliant un générateur à un récepteur sont échauffés par le courant qui les traverse et la chaleur dégagée est non seulement une perte d'énergie inutile mais elle limite aussi l'intensité du courant, car elle peut détériorer l'isolation. Voilà pourquoi le calcul de la section des fils pour la chute de tension peut s'avérer insuffisant, surtout pour les lignes courtes, et une vérification de la section trouvée pour l'échauffement peut être nécessaire.

On peut déterminer l'élévation de la température du fil en partant des considérations suivantes. Au fur et à mesure que dans le fil s'accumule une quantité de chaleur de plus en plus grande, sa température s'élève et en même temps augmente le dégagement de la chaleur dans le milieu ambiant (dans l'air). Cela continue jusqu'à l'établissement de l'équilibre entre l'afflux et l'évacuation de chaleur. Pour des températures relativement faibles (jusqu'à 100° C), lorsque l'échange de chaleur entre le fil et l'air a lieu surtout par convection, la quantité de chaleur P_0 évacuée par seconde est proportionnelle à la surface de refroidissement S et à l'élévation de température ϑ, c'est-à-dire à la différence des températures de la surface rendant la chaleur et du milieu environnant. De cette façon

$$P_0 = k\vartheta S, \tag{1-31}$$

où le coefficient de proportionnalité k, appelé *coefficient de transmission thermique*, est compris entre $1 \cdot 10^{-3}$ et $1{,}4 \cdot 10^{-3}$ W/°C·cm².

Le coefficient de transmission thermique k est donc la quantité de chaleur dégagée par le conducteur en une seconde par 1 cm² de surface et par 1° C d'élévation de température.

Ce coefficient est plus grand lorsque la surface qui dégage la chaleur est entourée d'air et il est plus petit lorsque dans son voisinage se trouvent d'autres corps chauds.

La quantité de chaleur RI^2 dégagée par le courant en 1 seconde est au début du phénomène plus grande que la quantité de chaleur P_0 cédée au milieu ambiant. La différence entre ces quantités contribue à l'accroissement de température du conducteur, c'est-à-dire à l'accroissement de ϑ. Le bilan thermique pour un temps infiniment petit dt est exprimé par l'équation

$$(RI^2 - k\vartheta S)\,dt = C\,d\vartheta,$$

où C est le produit de la chaleur spécifique par la masse du fil. En résolvant cette équation différentielle, on peut trouver la loi à laquelle obéit l'élévation de la température du fil (voir § 19-3).

L'élévation de température ϑ du conducteur par rapport à l'air extérieur atteint sa valeur maximale ϑ_{max} lorsque la quantité de chaleur évacuée en augmentant devient égale à la quantité de chaleur dégagée par le courant, c'est-à-dire lors de l'équilibre thermique, quand :

$$RI^2 = k\vartheta_{max}S.$$

En utilisant cette dernière égalité on peut déterminer l'élévation de température maximale ayant lieu pour un régime thermique

établi :

$$\vartheta_{max} = \frac{RI^2}{kS}. \qquad (1\text{-}32)$$

Si la température du conducteur dépasse une certaine limite qui dépend du matériau dont est faite l'isolation, cette dernière commence à se détériorer, à se carboniser ou même à brûler en perdant ses propriétés isolantes et peut facilement devenir la cause d'un incendie. La température limite admissible des conducteurs isolés au caoutchouc ordinaire est de 55° C.

Si la température maximale de l'air ambiant est de 25° C et la température maximale du sol dans lequel sont posés les câbles de 15° C, l'élévation de température maximale admissible ϑ_{max} est de 30° C pour des fils isolés et de 40° C pour des câbles.

La température limite admissible des fils nus est déterminée par la perte de leur résistance mécanique, c'est-à-dire par la perte de leur capacité de supporter une certaine traction. Elle est de 70° C pour une température de l'air égale à + 25° C.

A l'aide de ces grandeurs et d'expériences spéciales on a déterminé le courant maximal admissible pour différents types de fils. En utilisant des tables spéciales on détermine, en partant du courant maximal admissible, la section minimale admissible des fils.

Des deux valeurs de la section obtenues par les calculs en partant de la chute de tension et de l'échauffement des conducteurs, on adoptera la section la plus grande.

1-8. Coupe-circuit à fusible

Pour que le courant dans un fil ou dans l'enroulement d'une machine ne devienne pas supérieur à la valeur admissible on utilise différents dispositifs qui coupent automatiquement le circuit de la source d'énergie lorsque le courant dépasse une valeur déterminée. Le *coupe-circuit à fusible* est le plus simple de ces dispositifs. En principe, le coupe-circuit est une très courte portion du circuit électrique protégé contre les surcharges et dont la tenue thermique a été réduite artificiellement. On y arrive en employant comme *l'élément fusible* (le *fusible*) du coupe-circuit une substance à résistivité relativement grande (par exemple un alliage d'étain et de plomb) ou un métal à conductibilité élevée (argent ou cuivre) mais à section relativement petite. Lorsque le courant dépasse la valeur nominale pour laquelle le fusible est prévu, ce dernier fond (« saute ») et débranche ainsi les fils, machines, appareils, etc. qu'il est appelé à protéger.

Lorsqu'un fusible fond aucun arc ne doit prendre naissance. Le fusible doit donc avoir une longueur qui correspond à la tension

coupée ; pour cette raison sur les coupe-circuit on indique non seulement le courant nominal mais aussi la tension.

Il existe des coupe-circuit de différents modèles. Dans les installations industrielles de basse tension on utilise des *coupe-circuit à lamelles* (fig. 1-15) ; le *fusible 2* se compose de plusieurs fils (ou lamelles) munis de cosses *3* qui servent à fixer le fusible à l'aide de vis *4* sur un socle isolant et réfractaire *1*. Pour protéger les personnes contre les projections de métal lors de la fusion du fusible ce dernier est placé sous un couvercle *5* en carton verni.

Dans les installations de haute tension on utilise des *coupe-circuit à cartouche* (fig. 1-16) dans lesquels le fusible filiforme de

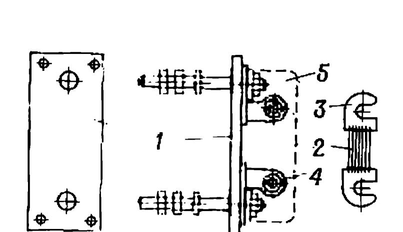


Fig. 1-15. Coupe-circuit à lamelles

Fig. 1-16. Coupe-circuit à cartouche

grande longueur est placé dans une cartouche en porcelaine. L'arc qui se forme lors de la fusion du fil métallique à l'intérieur de la cartouche est vite rompu grâce au courant d'air dans cette dernière ; en même temps la cartouche empèche les projections du métal fondu.

Pour les courants jusqu'à 60 A et les basses tensions on utilise des *coupe-circuit à bouchon* (fig. 1-17) dans lesquels le fusible est complètement enfermé. Un tel coupe-circuit comprend un socle *1* dans lequel est vissé un fusible *2*, dit *bouchon* ; le courant passe par le filetage du bouchon, par le fusible *3* placé à l'intérieur de ce dernier et par la vis de contact *4* qui se trouve dans le fond du socle.

Dans les maisons d'habitation les coupe-circuit sont groupés sur des *tableaux de distribution*. Ces derniers assurent la distribution des fils dans différentes parties de la maison ou de l'appartement. Chaque ligne est protégée par deux coupe-circuit (fig. 1-18). Une telle disposition facilite la surveillance des coupe-circuit et le remplacement des fusibles sautés.

Il arrive qu'on remplace l'élément fusible fondu par plusieurs brins de cuivre dont le nombre est souvent pris de façon arbitraire.

Dans ce cas lors d'un court-circuit un incendie peut être provoqué par les fils surchauffés qui ne sont plus protégés par le coupe-circuit ou par les projections du métal fondu du coupe-circuit.

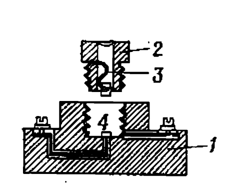


Fig. 1-17. Coupe-circuit à bouchon

Depuis le compteur
Coupe-circuit
Ligne 1
Ligne 2
Ligne 3

Fig. 1-18. Schéma d'un tableau pour trois lignes

Un coupe-circuit est caractérisé par son *courant nominal*, c'est-à-dire par le courant limite qu'il peut supporter de façon continue sans être détérioré. Cette valeur du courant est indiquée sur le bouchon du coupe-circuit. En ce qui concerne le courant qui provoque la fusion du fusible, sa valeur dépend de plusieurs causes et en premier lieu de la durée de passage du courant et des conditions de refroidissement du coupe-circuit.

La fig. 1-19 montre la caractéristique de la durée de fusion d'un fusible en fonction de l'*indice de surcharge*, c'est-à-dire du rapport du courant réel au courant nominal.

Un coupe-circuit doit protéger les fils de l'installation contre une surcharge dangereuse; mais il doit pouvoir supporter de forts appels de courant, par exemple lors du démarrage d'un moteur. Pour cette raison, choisissant un coupe-circuit, il faut connaître non seulement le courant nominal dans la ligne mais aussi la caractéristique de la charge. Si la ligne alimente des moteurs, on prendra un coupe-circuit compte tenu de la valeur moyenne du courant de démarrage qui est approximativement 5 à 7 fois plus grande que la valeur nominale du courant du moteur. Le démarrage dure généralement 5 à 10 secondes; pendant ce temps, selon la fig. 1-19 le coupe-circuit doit sup-

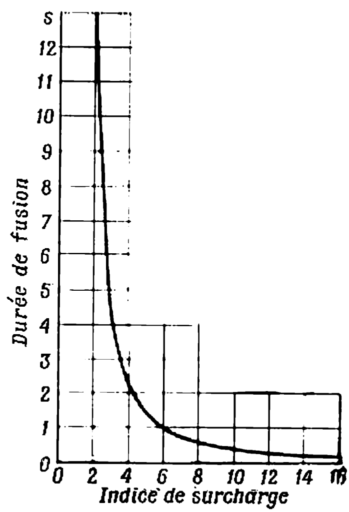


Fig. 1-19. Caractéristique d'un fusible

porter un courant dépassant le courant nominal d'environ 2,5 fois. Par conséquent, le courant nominal du fusible doit être égal (ou supérieur) à 40% du courant de démarrage moyen du moteur, c'est-à-dire

$$I_{\text{nom}} \approx \frac{1}{2,5} I_{\text{dém}} = 0,4 I_{\text{dém}}.$$

Lorsqu'il s'agit d'une ligne à charge uniforme et sans forts appels de courants de démarrage, le courant nominal du coupe-circuit doit être égal au courant de service de la ligne. En effet on a vu qu'un élément fusible peut supporter un courant plus fort que le courant nominal, mais étant parcouru pendant un temps prolongé par un courant supérieur au courant nominal, il s'échauffe fortement et son fonctionnement n'est plus sûr (voir chapitre 22).

Chapitre II

MÉTHODES DE CALCUL DES CIRCUITS A COURANT CONTINU

2-1. Application des lois de Kirchhoff pour le calcul des circuits complexes

Il existe plusieurs méthodes de calcul des courants dans un réseau maillé. Toutes ces méthodes sont basées sur application des deux lois de Kirchhoff qui sont examinées en détail dans les cours de physique.

La première de ces lois dit que dans aucun point d'un circuit il n'y a pas d'accumulation de charges électriques, et pour cette raison la somme algébrique des courants dans les conducteurs qui aboutissent à un nœud quelconque d'un circuit électrique est égale à zéro. Les courants qui se dirigent vers le nœud doivent être considérés comme positifs et ceux qui s'en éloignent doivent être considérés comme négatifs. On a donc

$$\sum I = 0. \tag{2-1}$$

C'est la *première loi de Kirchhoff*.

La deuxième loi de Kirchhoff établit la relation entre les forces électromotrices, les courants et les résistances dans un circuit fermé quelconque que l'on peut isoler dans le réseau considéré. Cette loi exprime sous une forme mathématique la notion qui découle de la loi de conservation de l'énergie, à savoir que la variation du potentiel lors du parcours d'un circuit fermé est égale à zéro, de la même façon que la variation d'altitude est nulle si l'on revient au point de départ.

Prenons à titre d'exemple le circuit fermé *gabdfg* (fig. 2-1) et parcourons-le dans le sens des aiguilles d'une montre en commençant par le point g dont le potentiel φ_g sera supposé connu. (Rappelons que le potentiel de chaque point d'un circuit peut être déterminé de façon univoque seulement dans le cas où le potentiel de l'un des points est connu ou choisi égal à une valeur arbitraire, par exemple à zéro). Lors du passage du point g au point a le potentiel augmentera d'une valeur égale à la différence entre la force électromotrice du générateur E_1 et la chute de tension intérieure $R_{\text{int}\,1}I_1$, c'est-à-dire

que le potentiel du point a sera

$$\varphi_a = \varphi_g + E_1 - R_{\text{int}\,1} I_1.$$

Le courant dans la portion du circuit qui ne contient pas de générateurs est toujours dirigé du point à potentiel supérieur vers le point à potentiel inférieur. Pour cette raison le potentiel φ_b du point b

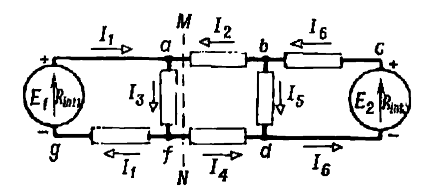


Fig. 2-1. Circuit maillé

est supérieur au potentiel φ_a de la valeur de la tension entre les points b et a :

$$U_{ba} = R_{ba} I_2,$$

où R_{ba} est la résistance de la portion ba, c'est-à-dire

$$\varphi_b = \varphi_a + R_{ba} I_2.$$

Pour la même raison, φ_d est inférieur à φ_b, de sorte que

$$\varphi_d = \varphi_b - R_{bd} I_5,$$

φ_f est supérieur à φ_d et pour cela

$$\varphi_f = \varphi_d + R_{fd} I_4.$$

Enfin, φ_g est inférieur à φ_f, de sorte que

$$\varphi_g = \varphi_f - R_{fg} I_1.$$

Si l'on additionne les cinq équations obtenues on aura dans les deux membres les mêmes sommes $\varphi_a + \varphi_b + \varphi_d + \varphi_f + \varphi_g$, qui peuvent être barrées, et le résultat se présentera sous la forme suivante :

$$0 = E_1 - R_{\text{int}\,1} I_1 + R_{ba} I_2 - R_{bd} I_5 + R_{fd} I_4 - R_{fg} I_1$$

ou

$$E_1 = (R_{\text{int}\,1} + R_{fg}) I_1 - R_{ba} I_2 + R_{bd} I_5 - R_{fd} I_4.$$

De la même façon, nous obtenons pour le circuit fermé $gabcdfg$

$$E_1 - E_2 = (R_{\text{int}\,1} + R_{fg}) I_1 - R_{ba} I_2 - (R_{cb} + R_{\text{int}\,2}) I_6 - R_{fd} I_4$$

et pour un circuit fermé quelconque on aura

$$\sum E = \sum (RI), \tag{2-2}$$

c'est-à-dire que la somme algébrique des forces électromotrices dans un circuit fermé quelconque est égale à la somme algébrique des produits des courants par les résistances correspondantes. Les forces électromotrices et les courants sont affectés de signes moins si leurs sens ne coïncident pas avec le sens arbitrairement choisi de parcours du circuit. C'est la *deuxième loi de Kirchhoff*.

La première loi de Kirchhoff peut être appliquée non seulement à un nœud quelconque mais aussi à une partie quelconque du circuit. Etant donné que dans cette partie, comme en divers points, il ne peut y avoir accumulation d'électricité, la somme des courants dirigés vers cette partie doit être égale à 0. Voilà pourquoi si l'on divise le circuit en deux parties par une ligne *MN* (fig. 2-1), la somme des courants traversant cette ligne de droite à gauche doit être égale à la somme des courants qui la traversent de gauche à droite. Si la ligne *MN* coupe seulement deux branches du circuit (comme par exemple sur la fig. 2-1) les courants dans ces branches doivent être égaux en valeur absolue mais de sens contraires ($I_2 = I_4$). En utilisant ce corollaire de la première loi de Kirchhoff, on peut, lors du calcul des courants dans un circuit, réduire le nombre de courants inconnus.

En se servant de la première et de la deuxième lois de Kirchhoff on peut trouver les courants dans toutes les branches d'un circuit maillé quelconque comportant un nombre arbitraire de sources d'énergie si l'on connaît les forces électromotrices de toutes les sources et les résistances de toutes les portions du circuit. Il faut alors indiquer sur le schéma par des flèches les sens des courants cherchés, et les courants dont le sens réel diffère du sens indiqué auront, une fois résolues les équations correspondantes, des valeurs numériques négatives. Les sens des courants arbitrairement choisis sont appelés sens positifs.

Le nombre d'équations que l'on peut établir en se servant de la première et de la seconde lois de Kirchhoff est toujours supérieur au nombre de courants inconnus qui est égal au nombre de branches du circuit. On établit donc un nombre d'équations d'après la première et la seconde lois de Kirchhoff et on obtient ainsi un système d'équations ayant des solutions déterminées.

Etant donné que chaque branche d'un réseau réunit toujours deux nœuds, le courant qui traverse cette branche est positif pour l'un de ces nœuds (vers lequel il se dirige) et négatif pour l'autre (dont il s'éloigne). Pour cette raison, si on établit d'après la première loi de Kirchhoff les équations pour tous les nœuds du réseau, chaque courant figurera dans ces équations deux fois : une fois comme courant positif et l'autre comme courant négatif et la somme des premiers membres de toutes les équations sera égale à zéro.

Il en résulte que le nombre d'équations établies d'après la première loi de Kirchhoff doit être inférieur d'une unité au nombre de

nœuds du réseau. C'est la deuxième loi de Kirchhoff qui nous donnera les équations manquantes. On commence par le circuit le plus simple et on veille à ce que chaque circuit suivant pour lequel on établit l'équation contienne au moins une branche qui ne fait pas partie des circuits déjà parcourus.

Par exemple, le réseau représenté sur la fig. 2-2 contient cinq branches, c'est-à-dire cinq courants inconnus, et puisqu'il a trois

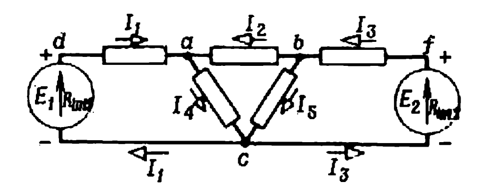


Fig. 2-2. Circuit électrique à 3 nœuds

nœuds on peut établir deux équations d'après la première loi de Kirchhoff et trois équations d'après la seconde loi.

Selon la première loi de Kirchhoff on a:

pour le nœud *a*

$$I_1 + I_2 - I_4 = 0;$$

pour le nœud *b*

$$I_3 - I_2 - I_5 = 0.$$

Les trois circuits fermés auxquels on appliquera la seconde loi de Kirchhoff seront formés par exemple par les branches *ac* et *bc*. En parcourant les mailles dans le sens des aiguilles d'une horloge on obtient:

pour la maille gauche

$$E_1 = (R_{\text{int}\,1} + R_{da}) I_1 + R_{ac} I_4,$$

pour la maille médiane qui ne contient pas de source d'énergie

$$0 = -R_{ba} I_2 + R_{bc} I_5 - R_{ac} I_4,$$

pour la maille droite

$$-E_2 = -(R_{\text{int}\,2} + R_{fb}) I_3 - R_{bc} I_5.$$

Résolvant le système d'équations obtenu, on trouve les valeurs des cinq courants cherchés.

2-2. Calcul d'un couplage mixte

Le circuit complexe le plus simple est composé d'un générateur et de résistances ou groupes de résistances dont le couplage est en série, en parallèle ou mixte (série-parallèle) (fig. 2-3 où le signe =

à l'intérieur du symbole du générateur montre que le courant est continu). Lorsqu'on donne la tension aux bornes du générateur et non pas sa force électromotrice et sa résistance intérieure cela signifie que cette tension est constante indépendamment du courant ou bien que la résistance intérieure du générateur est négligeable par

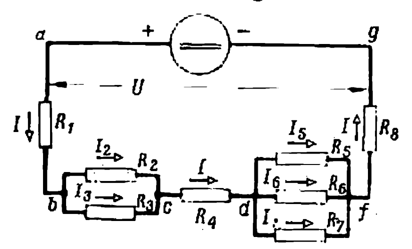


Fig. 2-3. Circuit à une seule source d'énergie

rapport aux résistances des récepteurs, et dans ce cas la tension est constante et égale à la force électromotrice de la source.

Il faut d'abord simplifier le schéma du circuit à calculer et pour cela il faut trouver les résistances équivalentes des divers groupes de résistances couplées en parallèle.

Entre les points d et f les branches de résistances R_5, R_6 et R_7 couplées *en parallèle* se trouvent sous la même tension U_{df} de sorte que, d'après la loi d'Ohm, les courants dans ces résistances sont :

$$I_5=\frac{U_{df}}{R_5};\ I_6=\frac{U_{df}}{R_6};\ I_7=\frac{U_{df}}{R_7}.$$

D'après la première loi de Kirchhoff la somme de ces courants est égale au courant I dans la partie non dérivée du circuit. Le courant dans la résistance R_{df}, équivalente aux trois résistances données, doit avoir la même valeur, c'est-à-dire que

$$I=\frac{U_{df}}{R_{df}}.$$

Pour cette raison

$$\frac{U_{df}}{R_{df}}=\frac{U_{df}}{R_5}+\frac{U_{df}}{R_6}+\frac{U_{df}}{R_7}$$

ou

$$\frac{1}{R_{df}}=\frac{1}{R_5}+\frac{1}{R_6}+\frac{1}{R_7}, \qquad (2\text{-}3)$$

c'est-à-dire que pour un couplage en parallèle les conductances s'ajoutent et on obtient l'inverse de la résistance équivalente. Ayant trouvé par la formule (2-3) la conductance $\frac{1}{R_{df}}$, il n'est pas difficile de calculer la résistance R_{df}.

Si deux résistances seulement sont couplées en parallèle, entre les point b et c comme cela est représenté sur la fig. 2-3, on a pour déterminer la résistance équivalente la relation

$$\frac{1}{R_{bc}}=\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}=\frac{R_2+R_3}{R_2R_3},$$

d'où

$$R_{bc}=\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}, \tag{2-4}$$

c'est-à-dire que la résistance équivalente des deux branches parallèles est égale au produit des résistances de ces branches divisé par leur somme.

Après le remplacement des deux groupes de résistances par des résistances équivalentes R_{df} et R_{bc} le circuit considéré est transformé

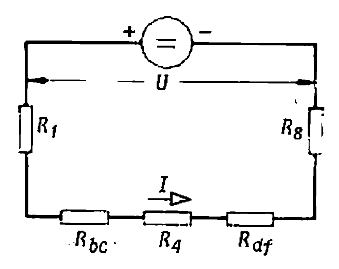


Fig. 2-4. Schéma équivalent du circuit de la fig. 2-3

en un circuit équivalent (fig. 2-4) comprenant cinq résistances en série; par conséquent la *résistance équivalente* du circuit entier est

$$R_é=R_1+R_{bc}+R_4+R_{df}+R_8$$

et le courant dans les portions non dérivées du circuit est

$$I=\frac{U}{R_é}. \tag{2-5}$$

Maintenant il devient aisé de trouver les courants dans les autres portions du circuit. Etant donné que

$$U_{bc}=R_{bc}I \text{ et } U_{df}=R_{df}I,$$

il en résulte que

$$I_2=\frac{U_{bc}}{R_2}=\frac{R_{bc}I}{R_2}=\frac{I}{R_2}\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}$$

ou

$$I_2=\frac{R_3I}{R_2+R_3}, \tag{2-6}$$

de façon analogue on a:

$$I_3 = \frac{R_2 I}{R_2 + R_3},$$

ainsi que:

$$I_5 = \frac{U_{df}}{R_5} = \frac{R_{df} I}{R_5}$$

et aussi:

$$I_6 = \frac{U_{df}}{R_6} = \frac{R_{df} I}{R_6} \text{ et } I_7 = \frac{R_{df} I}{R_7}.$$

Les dernières relations montrent que le courant se répartit entre les branches parallèles proportionnellement à leurs conductances respectives $\left(\frac{1}{R_5}, \frac{1}{R_6} \text{ et } \frac{1}{R_7}\right)$.

Lors d'un couplage en parallèle de n résistances *identiques*, la résistance équivalente $R_é$ est déterminée par une relation analogue à (2-3):

$$\frac{1}{R_é} = n \frac{1}{R},$$

d'où

$$R_é = \frac{R}{n}. \quad (2\text{-}7)$$

Le courant dans chacune des résistances est alors

$$I_1 = I_2 = \ldots = I_n = \frac{I}{n}. \quad (2\text{-}8)$$

Lorsqu'on connaît non pas la tension U aux bornes du générateur, mais sa force électromotrice E et sa résistance intérieure R_{int}, cette dernière doit être introduite dans la valeur de $R_é$ de la même façon que les résistances R_1, R_4 et R_8 et dans la formule (2-5), la tension U doit être remplacée par la force électromotrice E.

2-3. Transfiguration triangle-étoile et étoile-triangle

Tous les réseaux à une seule source d'énergie ne se composent pas uniquement de résistances en série, en parallèle ou à couplage mixte. Dans les réseaux à une ou à plusieurs sources d'énergie on trouve souvent des résistances couplées en *triangle* ou en *étoile*. Par exemple, les résistances R_1, R_2 et R_3 (fig. 2-5) sont couplées en étoile et les résistances R_2, R_3 et R_4 ou R_4, R_5 et R_6 sont couplées en triangle. Un tel réseau peut être transformé en un réseau à couplage mixte des résistances si l'on remplace un ou plusieurs triangles

de résistances par des étoiles *équivalentes* ou vice versa. Un triangle et une étoile de résistances sont équivalents lorsque le remplacement de l'un par l'autre ne modifie pas les courants dans les autres parties du réseau et, par conséquent, les potentiels de tous les nœuds du réseau (sauf le nœud central de l'étoile qui n'existe pas dans le triangle équivalent). Si dans le réseau présenté sur la fig. 2-5 on

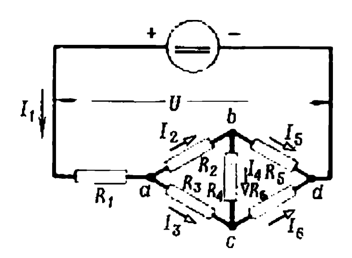


Fig. 2-5. Montages en étoile et en triangle

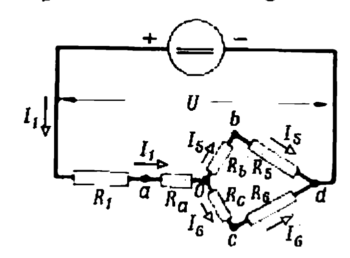


Fig. 2-6. Substitution d'un montage triangle de résistances par un montage étoile équivalent

remplace le triangle *abc* par une étoile équivalente (fig. 2-6) on aura un couplage mixte de résistances. La résistance totale d'un tel réseau sera la suivante:

$$R_{é} = R_1 + R_a + \frac{(R_b + R_5)(R_c + R_6)}{R_b + R_5 + R_c + R_6} .$$

On trouvera ensuite les courants I_1, I_5 et I_6.

Les courants I_2, I_3 et I_4 dans les côtés du triangle s'obtiendront après avoir trouvé les potentiels des nœuds a, b et c en posant le potentiel du nœud d égal à zéro. Le réseau transformé (fig. 2-6) nous permet de le faire car lors du remplacement du triangle par une étoile, les potentiels aux nœuds ne changent pas. On voit que si $\varphi_d = 0$ on a:

$$\varphi_b = R_5 I_5; \qquad \varphi_c = R_6 I_6;$$

$$\varphi_a = (R_5 + R_b) I_5 + R_a I_1 = (R_6 + R_c) I_6 + R_a I_1.$$

Alors

$$I_2 = \frac{\varphi_a - \varphi_b}{R_2} = \frac{R_b I_5 + R_a I_1}{R_2} ;$$

$$I_3 = \frac{\varphi_a - \varphi_c}{R_3} = \frac{R_c I_6 + R_a I_1}{R_3} ;$$

$$I_4 = \frac{\varphi_b - \varphi_c}{R_4} = \frac{R_5 I_5 - R_6 I_6}{R_4} .$$

Cherchons les formules qui détermineront les résistances R_a, R_b et R_c de l'étoile équivalente (fig. 2-8) d'après les résistances données R_{ab}, R_{bc} et R_{ca} du triangle (fig. 2-7).

D'après les conditions d'équivalence pour les mêmes courants I_a, I_b et I_c dans les schémas en étoile et en triangle les tensions entre les paires de nœuds de même nom U_{ab}, U_{bc} et U_{ca} doivent être respectivement égales. Choisissons les sens positifs des courants, comme indiqué par les flèches sur les fig. 2-7 et 2-8, et exprimons

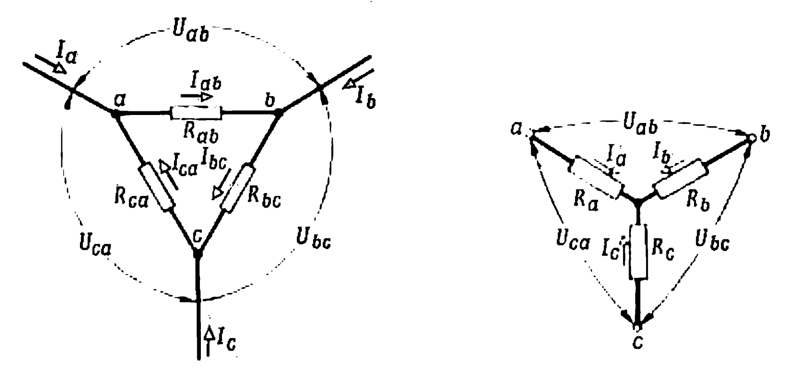


Fig. 2-7. Montage de résistances en triangle

Fig. 2-8. Montage de résistances en étoile

la tension U_{ab} par les courants I_a et I_b et par les résistances du triangle (selon la fig. 2-7) et de l'étoile (selon la fig. 2-8). D'après la première et la seconde lois de Kirchhoff on obtient pour le schéma en triangle:

$$U_{ab} = -R_{ca}I_{ca} - R_{bc}I_{bc},$$

$$I_b = I_{bc} - I_{ab} \text{ ou } I_{bc} = I_{ab} + I_b = \frac{U_{ab}}{R_{ab}} + I_b \text{ et puisque } U_{ab} = R_{ab}I_{ab},$$

$$I_a = I_{ab} - I_{ca} \quad \text{ou} \quad I_{ca} = \frac{U_{ab}}{R_{ab}} - I_a,$$

et par conséquent

$$U_{ab} = R_{ca}\left(I_a - \frac{U_{ab}}{R_{ab}}\right) - R_{bc}\left(\frac{U_{ab}}{R_{ab}} + I_b\right),$$

d'où

$$U_{ab}\left(1 + \frac{R_{bc}}{R_{ab}} + \frac{R_{ca}}{R_{ab}}\right) = R_{ca}I_a - R_{bc}I_b,$$

ou finalement

$$U_{ab} = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab}+R_{bc}+R_{ca}} I_a - \frac{R_{ab}R_{bc}}{R_{ab}+R_{bc}+R_{ca}} I_b. \qquad (2\text{-}9)$$

Pour une étoile équivalente on peut écrire directement:

$$U_{ab} = R_aI_a - R_bI_b. \qquad (2\text{-}10)$$

Afin que les équations (2-9) et (2-10) donnent les mêmes valeurs de U_{ab} pour des valeurs quelconques de I_a et I_b il est nécessaire et suffisant que les coefficients des courants I_a et I_b dans les deux équations soient respectivement les mêmes, c'est-à-dire qu'on ait:

$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab}+R_{bc}+R_{ca}}; \qquad R_b = \frac{R_{ab}R_{bc}}{R_{ab}+R_{bc}+R_{ca}}. \tag{2-11}$$

Les expressions obtenues montrent que la résistance d'une branche quelconque d'une étoile équivalente doit être égale au produit des deux résistances du triangle aboutissant au même nœud, divisé par la somme des trois résistances du triangle. Pour cette raison on peut écrire par analogie pour la troisième branche de l'étoile:

$$R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{R_{ab}+R_{bc}+R_{ca}}. \tag{2-12}$$

On peut obtenir les mêmes trois formules en exprimant la tension U_{ca} par les courants I_a et I_c ou la tension U_{bc} par les courants I_b et I_c.

Si les trois résistances du triangle ont des valeurs identiques ($R_{\triangle}$) les trois résistances de l'étoile équivalente (R_{Y}) sont aussi égales et on a

$$R_{Y} = \frac{1}{3} R_{\Delta}. \tag{2-13}$$

Pour résoudre le problème inverse, c'est-à-dire le remplacement d'un montage de résistances en étoile par celui en triangle équivalent, multiplions deux par deux les expressions des résistances des branches de l'étoile et faisons la somme des produits:

$$R_aR_b + R_bR_c + R_cR_a = \frac{R_{ab}R_{bc}R_{ca}}{R_{ab}+R_{bc}+R_{ca}}. \tag{2-14}$$

En divisant l'expression (2-14) par l'expression (2-12) on trouve:

$$R_{ab} = R_a + R_b + \frac{R_aR_b}{R_c}. \tag{2-15}$$

On peut écrire les expressions des résistances des deux autres côtés du triangle équivalent par une simple permutation circulaire des indices a, b, c dans l'expression (2-15):

$$R_{bc} = R_b + R_c + \frac{R_bR_c}{R_a}; \tag{2-16}$$

$$R_{ca} = R_c + R_a + \frac{R_cR_a}{R_b}. \tag{2-17}$$

Si les trois résistances en étoile sont identiques (R_{Y}) les résistances du triangle équivalent ($R_{\triangle}$) seront aussi égales et on aura:

$$R_{\Delta} = 3R_{Y}. \tag{2-18}$$

2-4. Couplage en parallèle des sources d'énergie

Des résistances sont couplées en parallèle lorsqu'elles sont connectées par leurs extrémités aux deux mêmes nœuds du réseau. Pour des sources d'énergie couplées en parallèle ajoutons que les forces électromotrices doivent être dirigées vers le même nœud, autrement dit toutes les bornes positives doivent être connectées à un nœud et toutes les bornes négatives à l'autre. Ainsi, sur la

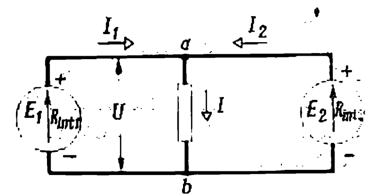


Fig. 2-9. Couplage en parallèle de deux sources d'énergie

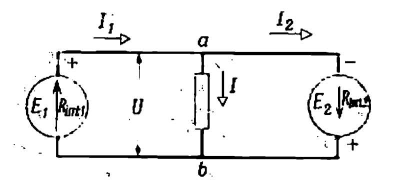


Fig. 2-10. Couplage en série de deux sources d'énergie

fig. 2-9 deux sources d'énergie sont couplées en parallèle et sur la fig. 2-10 elles ne le sont pas; ce dernier couplage est équivalent à un court-circuit de deux sources connectées en série.

La répartition du courant de charge entre des sources couplées en parallèle dépend de leurs forces électromotrices et de leurs résistances intérieures. Trouvons, par exemple, la répartition du courant de charge I entre les deux sources couplées en parallèle (fig. 2-9).

La tension U aux bornes ab est liée aux forces électromotrices E_1 et E_2, aux résistances intérieures $R_{\text{int}\,1}$ et $R_{\text{int}\,2}$ et aux courants I_1 et I_2 par les relations

$$U = E_1 - R_{\text{int}\,1} I_1; \quad U = E_2 - R_{\text{int}\,2} I_2$$

ou

$$E_1 - E_2 = R_{\text{int}\,1} I_1 - R_{\text{int}\,2} I_2. \tag{2-19}$$

D'après la première loi de Kirchhoff on a :

$$I_2 = I - I_1. \tag{2-20}$$

En introduisant l'expression de I_2 dans l'équation (2-19) on obtient :

$$E_1 - E_2 = R_{\text{int}\,1} I_1 - R_{\text{int}\,2} (I - I_1),$$

d'où

$$I_1 = \frac{E_1 - E_2 + R_{\text{int}\,2} I}{R_{\text{int}\,1} + R_{\text{int}\,2}}$$

ou

$$I_1 = \frac{E_1 - E_2}{R_{\text{int}\,1} + R_{\text{int}\,2}} + \frac{R_{\text{int}\,2}}{R_{\text{int}\,1} + R_{\text{int}\,2}} I. \tag{2-21}$$

De façon analogue on obtient:

$$I_2 = \frac{E_2 - E_1}{R_{\text{int}\,1} + R_{\text{int}\,2}} + \frac{R_{\text{int}\,1}}{R_{\text{int}\,1} + R_{\text{int}\,2}} I. \qquad (2\text{-}22)$$

Le premier terme du second membre de ces formules représente le courant de la source correspondante en absence de charge ($I = 0$). Si $E_2 = E_1$ les courants des sources sont nuls. Le deuxième terme du second membre coïncide pratiquement avec l'expression (2-6) qui donne la répartition du courant I entre deux résistances couplées en parallèle. De cette façon, si les forces électromotrices de deux sources d'énergie couplées en parallèle sont égales (c'est-à-dire si $E_1 - E_2 = 0$), le courant de charge se répartit entre elles à raison inverse de leurs résistances intérieures. Si ces forces électromotrices ne sont pas égales, dans le circuit des sources apparaît un courant de *compensation* exprimé par le premier terme du second membre des formules (2-21) et (2-22).

2-5. Méthode de tension nodale

L'utilisation directe de la loi de Kirchhoff pour la détermination des courants dans des réseaux complexes demande la solution simultanée d'un grand nombre d'équations. Il existe cependant plusieurs méthodes fondées sur les mêmes lois de Kirchhoff qui permettent d'éviter la résolution d'un système d'équations ou de réduire le nombre d'équations à résoudre et de simplifier ainsi considérablement les calculs.

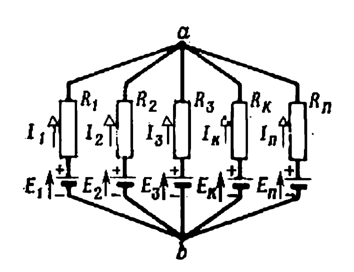


Fig. 2-11. Circuit à deux nœuds

L'une de ces méthodes est la *méthode de tension nodale* qui peut être utilisée lorsqu'un réseau comporte seulement deux nœuds (fig. 2-11 où les résistances intérieures des sources sont supposées incluses dans les résistances des branches) ou lorsqu'il peut être ramené à une telle forme par la substitution du couplage des résistances en triangle par un autre en étoile ou vice versa.

Le nombre de branches n réunissant ces deux nœuds peut être quelconque.

La tension $U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b$ entre les nœuds (*tension nodale*) peut être considérée comme la différence entre la force électromotrice E_k d'une branche quelconque (k-ième) et la chute de tension $R_k I_k$ dans la résistance R_k de cette branche (qui comprend également la résistance intérieure de la source), c'est-à-dire

$$U_{ab} = E_k - R_k I_k,$$

si l'on considère conventionnellement tous les courants comme dirigés du nœud b vers le nœud a. On trouve le courant dans la k-ième branche:

$$I_k = \frac{E_k - U_{ab}}{R_k} = (E_k - U_{ab})\, g_k, \qquad (2\text{-}23)$$

où $g_k = \frac{1}{R_k}$ est la conductance de la branche correspondante.

Mais d'après la première loi de Kirchhoff la somme de tous les courants qui convergent au nœud a doit être égale à zéro, c'est-à-dire

$$\sum_{k=1}^{n} \frac{E_k - U_{ab}}{R_k} = \sum_{k=1}^{n} g_k (E_k - U_{ab}) = 0,$$

ou

$$\sum_{k=1}^{n} g_k E_k = U_{ab} \sum_{k=1}^{n} g_k,$$

d'où

$$U_{ab} = \frac{\sum_{k=1}^{n} g_k E_k}{\sum_{k=1}^{n} g_k} = \frac{g_1 E_1 + g_2 E_2 + \ldots + g_n E_n}{g_1 + g_2 + \ldots + g_n}. \qquad (2\text{-}24)$$

D'après cette formule on détermine la tension nodale et ensuite en se servant de la formule (2-23) il est facile de trouver le courant cherché. Si la force électromotrice dans une branche quelconque a un sens inverse de celui indiqué sur la fig. 2-11 ou est absente elle doit figurer dans les formules (2-23) et (2-24) avec le signe moins ou ne doit pas y figurer du tout. Si dans une branche quelconque $E_k < U_{ab}$, d'après la formule 2-23 le courant sera négatif, c'est-à-dire dirigé du nœud a vers le nœud b.

2-6. Méthode des courants de maille

Si un réseau comprenant plusieurs sources d'énergie a un nombre de nœuds dépassant 2, les courants dans ce réseau peuvent être déterminés par la *méthode des courants de maille* qui est une des méthodes les plus générales du calcul des réseaux complexes.

Dans certains cas un réseau peut être considéré comme un ensemble de mailles en contact (quatre mailles sur la fig. 2-12) dont chacune est un polygone formé par une partie des branches du réseau et qui ne possède pas de diagonales. Certaines branches du réseau sont alors communes à deux mailles voisines et les autres forment

un circuit extérieur du réseau et chacune d'elles fait partie d'une seule maille.

Les courants cherchés dans les branches du réseau doivent satisfaire au système d'équations établies d'après la première et la deuxième lois de Kirchhoff. Si l'on attribue à chaque maille un certain courant de sens arbitrairement choisi appelé *courant de maille* et si l'on considère le courant réel dans un élément commun quelconque de deux mailles voisines comme la somme algébrique de courants de maille correspondants, la première loi de Kirchhoff sera satisfaite

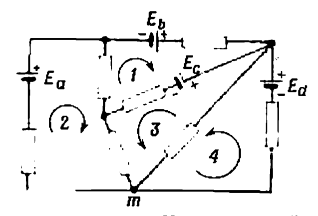


Fig. 2-12. Les mailles d'un réseau et leurs courants

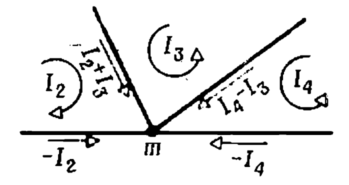


Fig. 2-13. La première loi de Kirchhoff appliquée aux courants de mailles

automatiquement car chacun de ces courants dans une branche est dirigé vers le nœud et dans l'autre il s'éloigne du nœud. Lors de la détermination des courants de maille il faut veiller à ce que les courants réels satisfassent à la deuxième loi de Kirchhoff.

Le réseau (fig. 2-12) comprend 4 mailles et par conséquent a 4 courants : I_1, I_2, I_3, I_4. Les courants réels dans les branches qui convergent par exemple au point m seront alors (fig. 2-13) : I_2+I_3; I_4-I_3, $-I_4$ et $-I_2$ et leur somme est égale à zéro. Le courant dans une branche extérieure quelconque sera égal en grandeur au courant de maille correspondant comme au seul courant dans cette branche et aura le même signe ou le signe opposé selon que leurs sens coïncident ou sont opposés.

Si l'on écrit pour toutes les n mailles les équations d'après la deuxième loi de Kirchhoff on obtient un système de n équations à n courants de maille inconnus dont la solution déterminera tous les courants de maille (et par suite tous les courants réels). Si l'on désigne par E_k la somme algébrique de toutes les forces électromotrices de la k-ième maille on aura, par exemple pour la première maille, en la parcourant dans le sens de son courant et en se servant de la seconde loi de Kirchhoff, l'équation

$$R_{10}I_1+R_{13}(I_1+I_3)+R_{12}(I_1-I_2)=E_1,$$

où R à deux indices qui ne sont pas égaux à zéro est la résistance de la branche qui sépare deux mailles voisines ; R_{10} est la résistance de la branche extérieure de la première maille ; $E_1=E_b-E_c$

car E_b coïncide avec le sens du parcours de la maille et E_c a un sens opposé.

En réunissant tous les membres qui contiennent le courant de la maille donnée (I_1) ramenons cette équation à la forme suivante:

$$(R_{10}+R_{12}+R_{13})I_1-R_{12}I_2+R_{13}I_3=E_1.$$

De cette façon, la somme algébrique des forces électromotrices de chaque maille est égale à la somme algébrique des produits: 1) du courant de la maille donnée par la somme des résistances de toutes les branches de cette maille et 2) des courants de toutes les mailles voisines de la maille considérée par les résistances correspondantes des branches communes. La règle des signes pour les forces électromotrices et les courants de maille reste la même comme lors de l'application générale de la seconde loi de Kirchhoff.

Pour la k-ième maille l'équation d'après la seconde loi de Kirchhoff peut être écrite sous la forme suivante:

$$R_{kk}I_k+\sum R_{km}I_m=E_k, \qquad (2\text{-}25)$$

où R_{kk} est la somme des résistances de toutes les branches de la k-ième maille;

R_{km} est la résistance de la branche commune à la k-ième maille donnée et à la m-ième maille adjacente;

I_m est le courant de maille adjacente (compte tenu de son signe).

On peut écrire autant d'équations que le réseau donné contient de mailles et puisque le nombre de mailles est toujours inférieur à celui de branches du réseau, la méthode des mailles donne un système dont le nombre d'équations est inférieur à celui fourni par l'emploi direct des lois de Kirchhoff. Lorsqu'on a trouvé les courants de maille on peut déterminer facilement les courants réels dans toutes les branches. Cependant, pour trouver les courants de maille il n'est pas nécessaire d'établir un système d'équations du type indiqué dans la formule (2-25).

On peut obtenir pour le courant de maille une formule toute faite après avoir résolu le système d'équations sous sa forme générale et dans les problèmes concrets se servir de cette formule générale.

Pour établir cette formule générale, au lieu d'affecter des signes différents au courant de maille en fonction du sens de ce dernier dans la branche donnée, convenons d'affecter ces signes aux résistances des branches communes R_{km} et de considérer tous les courants de maille comme positifs. De plus, pour donner aux déductions un caractère plus général, considérons que chacune des équations (2-25) comprend tous les courants de maille du réseau donné et que les résistances qui figurent dans ces équations en qualité de coefficients sont égales à zéro si les mailles k et m ne sont pas adjacentes. Par

exemple, pour la même première maille (fig. 2-12) nous obtenons l'équation

$$R_{11}I_1+R_{12}I_2+R_{13}I_3+0\cdot I_4=E_1,$$

où $R_{12}<0$, $R_{13}>0$, $R_{11}>0$ et est égale à la somme des valeurs absolues des trois résistances faisant partie de la première maille et E_1 a sa valeur précédente.

Pour un circuit comprenant n mailles nous obtenons le système suivant d'équations linéaires:

$$\begin{aligned} R_{11}I_1+R_{12}I_2+\ldots+R_{1n}I_n&=E_1,\\ R_{21}I_1+R_{22}I_2+\ldots+R_{2n}I_n&=E_2,\\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots&\cdots\\ R_{n1}I_1+R_{n2}I_2+\ldots+R_{nn}I_n&=E_n, \end{aligned}$$

dont la solution pour un courant quelconque I_k a la forme:

$$I_k=\frac{\Delta_k}{\Delta}, \qquad (2\text{-}26)$$

où le déterminant du système

$$\Delta=\begin{vmatrix} R_{11}R_{12} & \ldots & R_{1n}\\ R_{21}R_{22} & \ldots & R_{2n}\\ \cdots & & \cdots\\ R_{n1}R_{n2} & \ldots & R_{nn} \end{vmatrix}, \qquad (2\text{-}27)$$

et le déterminant Δ_k est obtenu de Δ en remplaçant les résistances de sa k-ième colonne par les forces électromotrices $E_1, E_2, \ldots, E_n$ correspondantes.

La formule (2-26) sert à déterminer un courant de maille quelconque. L'expression du déterminant du système peut être trouvée par la formule (2-27) directement suivant le schéma sans établissement préalable d'un système d'équations.

Par exemple, pour le schéma présenté sur la fig. 2-12, puisqu'il comporte 4 mailles, on a

$$\Delta=\begin{vmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & 0\\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & 0\\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & R_{34}\\ 0 & 0 & R_{43} & R_{44} \end{vmatrix},$$

où $R_{21}=R_{12}$, $R_{32}=R_{23}$, etc.

Le courant de maille I_3 est calculé par la formule

$$I_3=\frac{\Delta_3}{\Delta},$$

où

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} R_{11} & R_{12} & E_1 & 0 \\ R_{21} & R_{22} & E_2 & 0 \\ R_{31} & R_{32} & E_3 & R_{34} \\ 0 & 0 & E_4 & R_{44} \end{vmatrix},$$

où $E_1 = E_b - E_c$; $E_2 = E_a$; $E_3 = -E_c$; $E_4 = E_d$.

Les déterminants Δ et Δ_3 sont calculés d'après les règles que l'on trouve dans les aide-mémoire de mathématiques.

2-7. Méthode de superposition

Le déterminant Δ_k dans la formule (2-26) peut être présenté sous la forme suivante :

$$\Delta_k = E_1\Delta_{k1} + E_2\Delta_{k2} + \ldots + E_m\Delta_{km} + \ldots + E_n\Delta_{kn},$$

en le décomposant par éléments de la k-ième colonne. On obtient les compléments algébriques de Δ_{km} du déterminant du système si on y barre la k-ième colonne et la m-ième ligne et on multiplie les déterminants obtenus ainsi par $(-1)^{k+m}$.

En introduisant cette expression de Δ_k dans la formule (2-26) on obtient :

$$I_k = E_1\frac{\Delta_{k1}}{\Delta} + E_2\frac{\Delta_{k2}}{\Delta} + E_3\frac{\Delta_{k3}}{\Delta} + \ldots + E_n\frac{\Delta_{kn}}{\Delta}. \quad (2\text{-}28)$$

Chaque terme du deuxième membre de cette expression est le courant dans la k-ième maille en présence d'une force électromotrice dans l'une de ces mailles et en absence d'une force électromotrice dans les autres. De cette façon, cette équation montre que le courant dans une maille quelconque et, par conséquent, dans une branche quelconque peut être considéré comme le résultat de la superposition des courants partiels naissant dans cette branche sous l'action indépendante de chaque force électromotrice dans la maille et, par conséquent, de chaque force électromotrice dans la branche considérée séparément.

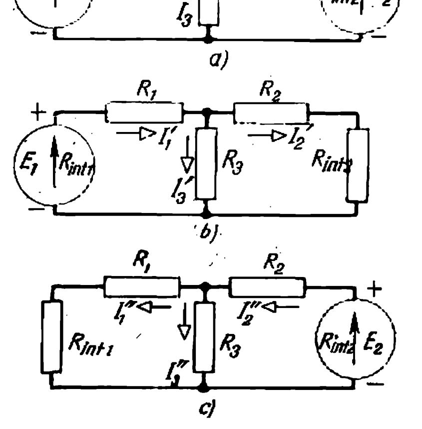


Fig. 2-14. Application de la méthode de superposition

Le *principe de superposition* est un cas particulier du principe d'action indépendante de forces largement utilisé en physique.

Ce principe peut servir de base pour le calcul des circuits électriques par la *méthode de superposition*. Dans un réseau à plusieurs sources d'énergie on détermine à tour de rôle les courants partiels créés par chacune des forces électromotrices (les autres forces électromotrices sont considérées chaque fois comme nulles). Ensuite on ajoute algébriquement (on superpose) les courants partiels créés dans les mêmes branches par les différentes forces électromotrices. De cette façon, on détermine les courants résultants créés sous l'action commune de toutes les forces électromotrices.

Par exemple, dans le réseau (fig. 2-14, *a*) qui comprend deux sources d'énergie on élimine d'abord la force électromotrice E_2 (mais on tient compte de la résistance intérieure $R_{\text{int}\,2}$ de la source d'énergie). Cela permet de considérer le réseau comme un schéma à couplage mixte des récepteurs et de déterminer simplement tous les courants partiels I'_1, I'_2, I'_3 créés sous l'action d'une seule force électromotrice E_1 (fig. 2-14, *b*). De la même façon, on calcule les courants partiels I''_1, I''_2 et I''_3 créés par la force électromotrice E_2 (fig. 2-14, *c*).

Enfin les courants créés par l'action indépendante des forces électromotrices sont superposés et on détermine les courants résultants dans le réseau comprenant deux sources d'énergie:

$$I_1 = I'_1 - I''_1;\; I_2 = I''_2 - I'_2;\; I_3 = I'_3 + I''_3.$$

La méthode de superposition a cependant un grand défaut. Les courants partiels qui dans quelque branche ont des sens différents se trouvent parfois être de plusieurs fois plus grands que le courant résultant, par suite de quoi une petite erreur (en %) dans la détermination des courants partiels provoque une erreur trop grande dans la valeur du courant résultant. Pour cette raison, la méthode de superposition est employée assez rarement.

Chapitre III

CIRCUIT NON LINÉAIRE DE COURANT CONTINU

3-1. Eléments non linéaires d'un circuit électrique

Souvent un circuit comprend des éléments pour lesquels la loi d'Ohm n'est pas valable, autrement dit, dans lesquels le courant n'est pas proportionnel à la tension appliquée. De tels éléments sont appelés *éléments non linéaires.*

On peut indiquer comme exemple d'élément non linéaire une simple lampe à incandescence ; en effet, sa résistance n'est pas constante et dépend considérablement de la température du filament, donc du courant. On peut également indiquer le barretter, dispositif qui permet de maintenir dans un circuit un courant pratiquement constant lorsque la tension varie faiblement. On utilise comme barretter un fil métallique placé dans une ampoule de verre remplie d'hydrogène.

On classe parmi les éléments non linéaires différentes soupapes (au sélénium, à l'oxyde de cuivre, etc.) dont la résistance varie fortement en fonction du sens du courant qui les traverse. Les lampes électroniques, les lampes à décharge luminescente et plusieurs autres dispositifs sont également des éléments non linéaires.

Pour calculer le régime d'un circuit comprenant un élément non linéaire on utilise la caractéristique tension-courant de cet élément, c'est-à-dire la relation exprimée graphiquement (fig. 3-1) ou analytiquement entre le courant et la tension aux bornes de cet élément.

3-2. Calcul graphique d'un circuit simple à une résistance non linéaire

Si un circuit (fig. 3-2) est formé d'une résistance linéaire (R_1) et d'une résistance non linéaire* en série et s'il est branché sur une tension U, d'après la loi de Kirchhoff la tension aux bornes de la

* Le symbole de non-linéarité d'une résistance sur les schémas est un trait oblique coupant le symbole général.

résistance non linéaire sera

$$U_2 = U - R_1 I. \qquad (3\text{-}1)$$

Traçons une droite exprimée par cette équation ainsi que la courbe tension-courant $I\ (U_2)$ de la résistance non linéaire (fig. 3-3). Il est

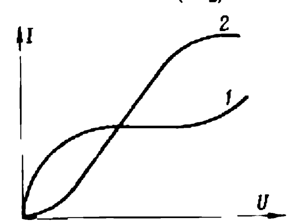


Fig. 3-1. Caractéristiques tension-courant:

1 — d'un barretter; 2 — d'une lampe électronique (diode)

Fig. 3-2. Couplage en série des résistances linéaire et non linéaire

facile de construire cette droite connaissant deux points: pour $I = 0$ (c'est-à-dire sur l'axe des abscisses) $U_2 = U$ et pour $U_2 = 0$ (c'est-à-dire sur l'axe des ordonnées) $I = \frac{U}{R_1}$.

Le régime du circuit doit satisfaire à la fois à la caractéristique tension-courant $I\ (U_2)$ et à l'équation de la droite (3-1), c'est-à-dire doit être déterminé par le point d'intersection M de la droite et de la caractéristique tension-courant. L'abscisse de ce point donne la tension aux bornes de la résistance non linéaire U_2 et son ordonnée donne le courant dans le circuit I pour des valeurs préétablies de U et de R_1.

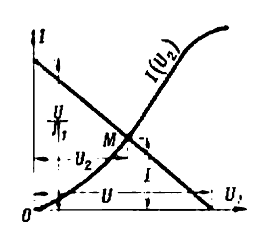


Fig. 3-3. Calcul graphique du régime dans un circuit série

Si le circuit comporte plusieurs résistances linéaires branchées entre elles de façon quelconque et connectées en série avec la résistance non linéaire il faut remplacer le groupe des résistances linéaires par une résistance équivalente et le problème sera alors réduit au problème qui vient d'être examiné.

3-3. Calcul graphique d'un réseau à une source d'énergie

Considérons un réseau constitué de trois résistances à couplage mixte, dans le cas général ces résistances sont non linéaires (fig. 3-4), et mis sous une tension U donnée.

Les caractéristiques tension-courant $I_2\ (U_{2\ 3})$ et $I_3\ (U_{2\ 3})$ des deux branches parallèles (fig. 3-5) représentent les courants I_2 et I_3 en fonction de la tension commune $U_{2\ 3}$.

La caractéristique tension-courant I_1 (U_1) donnée en pointillé (fig. 3-5) exprime le courant total en fonction de la tension U_1. Mais

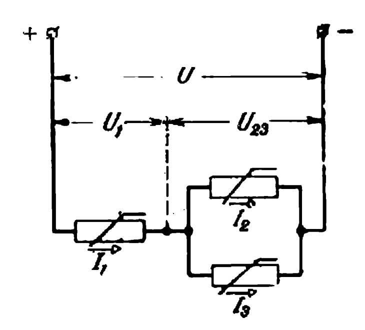


Fig. 3-4. Couplage mixte de résistances non linéaires

les tensions U_1 et $U_{2\,3}$ sont liées entre elles par la relation:

$$U_{2\,3} = U - U_1, \qquad (3\text{-}2)$$

où U est une grandeur constante. Pour cette raison, à chaque valeur de $U_{2\,3}$ correspond sur la caractéristique I_1 (U_1) une valeur déterminée de I_1. Pour obtenir la caractéristique de I_1 en fonction de $U_{2\,3}$,

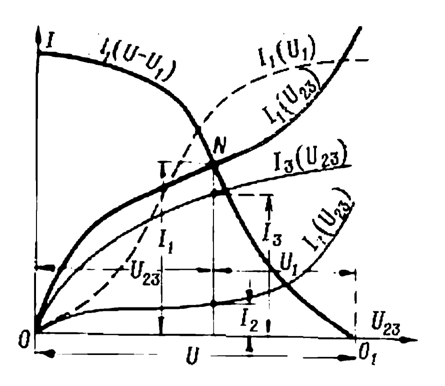


Fig. 3-5. Détermination graphique des courants et des tensions pour un couplage mixte de résistances non linéaires [pour la courbe $I_1(U_1)$ on a mis sur l'axe des abscisses la tension U_1, pour toutes les autres courbes $U_{2\,3}$]

en utilisant la caractéristique tension-courant I_1 (U_1), on donne à I_1 différentes valeurs, d'après la caractéristique on obtient différentes valeurs correspondantes de U_1, puis on calcule d'après la formule (3-2) les valeurs correspondantes de $U_{2\,3}$. Ainsi, pour $I_1 = 0$, $U_1 = 0$ et $U_{2\,3} = U$ (point O_1 sur la fig. 3-5).

La courbe caractéristique construite ainsi et représentée (fig. 3-5) par un trait continu est marquée par I_1 $(U - U_1)$. Elle peut être construite par une représentation image de la courbe I_1 (U_1) par

rapport à l'origine des coordonnées (point O) et par une translation au point O_1 de l'origine des coordonnées de la courbe obtenue. U_1 est l'abscisse d'un point quelconque de la courbe $I_1 (U - U_1)$ par rapport à O_1 et par rapport à O l'abscisse sera représentée par la valeur correspondante de $U_{2\ 3} = U - U_1$.

Mais entre I_1 et $U_{2\ 3}$ existe une autre relation. Puisque $I_1 = I_2 + I_3$, en ajoutant les ordonnées des courbes $I_2 (U_{2\ 3})$ et $I_3 (U_{2\ 3})$ nous obtenons la courbe $I_1 (U_{2\ 3})$ qui exprime cette seconde relation. Etant donné que le régime du circuit doit satisfaire à deux relations qui lient I_1 et $U_{2\ 3}$, ce régime doit correspondre au point N où se coupent les courbes $I_1 (U - U_1)$ et $I_1 (U_{2\ 3})$. L'ordonnée de ce point représente la valeur du courant I_1 dans le circuit, et l'abscisse par rapport à O représente la valeur de la tension $U_{2\ 3}$ aux bornes des éléments couplés en parallèle et par rapport à O_1, elle représente la valeur de la tension U_1. Les valeurs correspondantes des courants I_2 et I_3 se trouvent comme indiquées sur la fig. 3-5.

La méthode de calcul ne change pas si une ou deux des résistances données sont des résistances linéaires. La seule différence sera que les caractéristiques tension-courant de ces résistances seront des droites.

3-4. Calcul analytique d'un circuit non linéaire

La méthode de calcul des circuits linéaires a été étudiée de façon très détaillée. Il est bien naturel de vouloir l'utiliser, du moins partiellement, pour le calcul des circuits à éléments non linéaires. En particulier, pour le calcul des circuits comprenant des appareils électroniques et à semi-conducteurs on utilise largement la *linéarisation des caractéristiques* et le calcul du circuit sur la base de ses paramètres dynamiques.

Si dans certaines limites le rapport des variations de deux grandeurs électriques x et y est une grandeur constante, le rapport $\frac{\Delta x}{\Delta y} = r_d$ ou à la limite $\frac{\partial x}{\partial y} = r_d$ est appelé paramètre dynamique du circuit. Ces paramètres dynamiques sont essentiels pour le calcul des circuits électroniques.

A la différence des paramètres dynamiques, les rapports des mêmes grandeurs électriques sont appelés *paramètres statiques du circuit* $\frac{x}{y} = r_{st}$.

En particulier, une résistance déterminée comme le rapport $\frac{u}{i} = R_{st}$ est une *résistance statique* et comme le rapport $\frac{du}{di} = R_d$ est une *résistance dynamique*. La fig. 3-6 explique graphiquement la différence entre ces deux notions. Si la résistance d'un circuit est constante, $R_{st} = R_d$. Considérons un circuit non linéaire dont la

caractéristique tension-courant est représentée par la courbe indiquée sur la fig. 3-7. Une telle forme de la caractéristique peut être due à la présence dans le circuit d'une résistance à coefficient de température positif (voir § 1-2). Le calcul du régime de ce circuit pour une tension supérieure à u_a (qui correspond à un coude de la courbe) se fera en remplaçant la courbe par une droite. Prolongeons cette droite vers le bas au-delà du point a jusqu'à son intersection

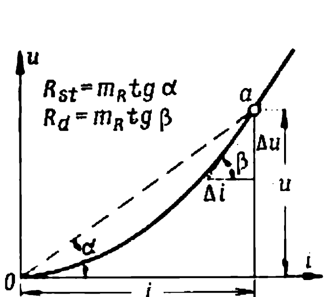


Fig. 3-6. Détermination graphique de la résistance statique $R_{st} = m_R \operatorname{tg} \alpha$ et de la résistance dynamique $R_d = m_R \operatorname{tg} \beta$

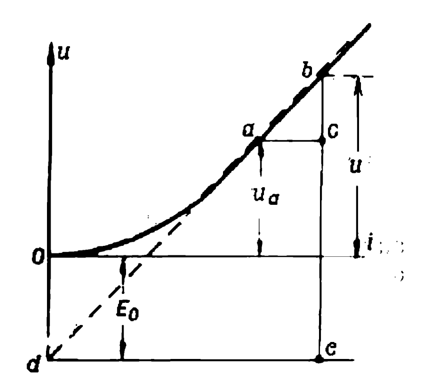


Fig. 3-7. Linéarisation de la caractéristique tension-courant

avec l'axe des ordonnées. L'origine et le point d'intersection déterminent un segment de droite qui, à l'échelle de la construction, représente une certaine force électromotrice fictive E_0. La résistance dynamique du circuit lorsque $u > u_a$ sera :

$$R_d = \frac{du}{di} = m_R \operatorname{tg} \alpha = m_R \frac{bc}{ac} = m_R \frac{be}{de} = \frac{u + E_0}{i}. \quad (3\text{-}3)$$

où m_R est un coefficient qui dépend de l'échelle de construction du graphique ; en utilisant la formule (3-3) on a :

$$u = R_d i - E_0. \quad (3\text{-}4)$$

Cette expression montre que lorsque $u > u_a$ on peut calculer le courant dans le circuit en utilisant le schéma équivalent de la fig. 3-8 qui contient une résistance fixe R_d et une source de force électromotrice E_0 branchée dans le sens du courant. On peut calculer ce dernier en se servant de la formule

$$i = \frac{u + E_0}{R_d}. \quad (3\text{-}5)$$

Examinons à titre d'exemple du calcul d'un circuit plus complexe par la méthode de linéarisation des caractéristiques le calcul du taux de stabilisation d'un stabilisateur de tension utilisant

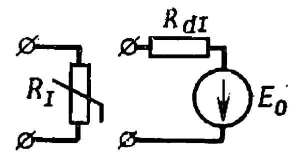


Fig. 3-8. Schéma équivalent d'une résistance non linéaire correspondant à la caractéristique de la fig. 3-7

des résistances non linéaires. On appelle *stabilisateur de tension* un dispositif doté de deux bornes d'entrée et de deux bornes de sortie dans lequel une variation considérable de tension Δu_1 appliquée aux bornes d'entrée provoque une variation relativement faible de la tension Δu_2 aux bornes de sortie. Le *taux de stabilisation* est

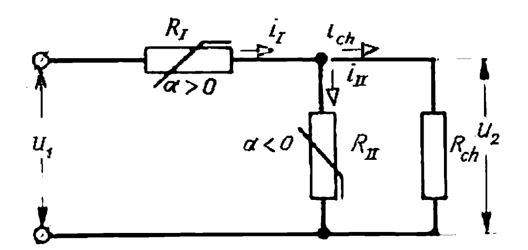


Fig. 3-9. Schéma simplifié d'un stabilisateur de tension à résistances non linéaires (R_I et R_{II})

égal au rapport de la variation relative de la tension d'entrée à la variation relative de la tension de sortie:

$$k_{stab} = \frac{\Delta u_1}{u_1} : \frac{\Delta u_2}{u_2}$$

ou

$$k_{stab} = \frac{u_2}{u_1} \frac{du_1}{du_2}. \tag{3-6}$$

La stabilisation de la tension est nécessaire pour l'alimentation des appareils électriques de mesure, des installations d'automatisation, des téléviseurs, des microscopes électroniques, etc. Les conditions mêmes du travail déterminent le type de stabilisateur à employer. Il existe des stabilisateurs à résistances non linéaires, par ferrorésonance, ioniques, électroniques, à semi-conducteurs, etc. La fig. 3-9 donne un des montages possibles d'un stabilisateur de

tension. C'est une connexion mixte de la charge R_{ch} et de deux résistances stabilisatrices non linéaires R_I et R_{II}. La résistance R_I couplée en série avec la branche qui contient la charge R_{ch} a un coefficient de température positif ($\alpha > 0$). Lors de l'accroissement de la tension d'entrée u_1 le courant traversant R_I augmente. Ce courant réchauffe R_I et sa résistance croît. L'accroissement de la résistance R_I fait naître un accroissement de la chute de tension $R_I i_I$ provoquant une diminution de la tension de sortie u_2. De cette façon, les variations de R_I s'opposent aux variations de la tension de sortie u_2. La résistance R_{ch}

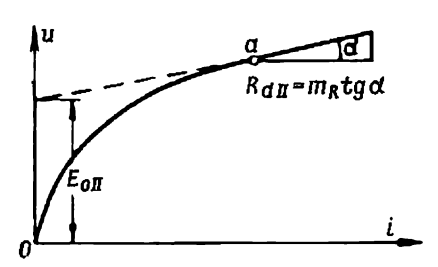


Fig. 3-10. Caractéristique tension-courant d'une résistance de shuntage (R_{II}) d'un stabilisateur

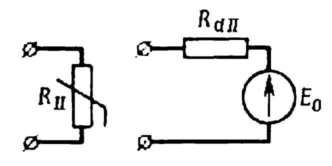


Fig. 3-11. Circuit équivalent d'une résistance non linéaire correspondant à la caractéristique de la fig. 3-10

est shuntée par une résistance non linéaire R_{II} qui possède un coefficient de température négatif ($\alpha < 0$). A un accroissement de la tension d'entrée u_I correspond un réchauffement par le courant de la résistance R_{II} qui diminue considérablement. Il en résulte un accroissement du courant i_{II} ce qui provoque une augmentation de la chute de tension dans R_I et par conséquent, une diminution de la tension de sortie u_2. De cette façon, les variations de R_{II} s'opposent également aux variations de u_2.

Le schéma équivalent pour R_I pouvant servir lors du calcul analytique par la méthode de linéarisation a été déjà indiqué sur la fig. 3-8 ; le schéma équivalent pour R_{II} est construit sur la base de la linéarisation de la caractéristique tension-courant de cette résistance (fig. 3-10). De même que le schéma pour R_I, il comprend une résistance dynamique fixe et une force électromotrice constante E_{0II} dirigée dans ce cas dans le sens opposé à celui du courant (fig. 3-11). En partant de ces considérations nous obtenons un schéma équivalent complet du stabilisateur (fig. 3-12) pour lequel nous établissons les équations des deux lois de Kirchhoff :

$$i_1 = i_{II} + i_{ch}; \tag{3-7}$$

$$u_1 = R_{dI} i_I - E_{0I} + u_2; \tag{3-8}$$

$$u_2 = u_{ab} = R_{dII} i_{II} + E_{0II}. \tag{3-9}$$

En plus,

$$i_{ch} = \frac{u_2}{R_{ch}}.$$

Conformément aux (3-8) et (3-9) on a:

$$i_{I} = \frac{u_1 + E_{0I} - u_2}{R_{dI}}, \qquad i_{II} = \frac{u_2 - E_{0II}}{R_{dII}}.$$

En introduisant les valeurs des courants dans la formule (3-7) on obtient:

$$\frac{u_1 + E_{0I} - u_2}{R_{dI}} = \frac{u_2 - E_{0II}}{R_{dII}} + \frac{u_2}{R_{ch}}.$$

Il en résulte que:

$$u_1 = u_2 \frac{R_{dI}R_{ch} + R_{dII}R_{ch} + R_{dI}R_{dII}}{R_{dII}R_{ch}} - \frac{E_{0I}R_{dII} + E_{0II}R_{dI}}{R_{dII}}$$

et par conséquent,

$$\frac{du_1}{du_2} = \frac{R_{ch}R_{dII} + R_{ch}R_{dI} + R_{dI}R_{dII}}{R_{ch}R_{dII}} = 1 + \frac{R_{dI}}{R_{dII}} + \frac{R_{dI}}{R_{ch}}.$$

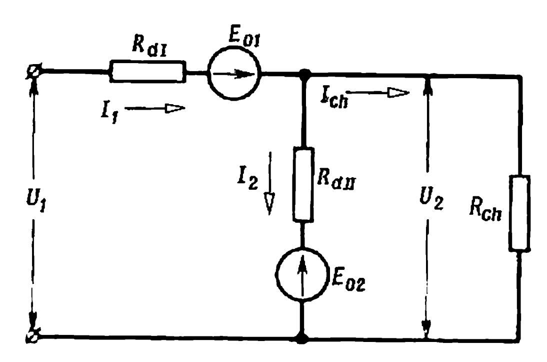


Fig. 3-12. Circuit équivalent du stabilisateur représenté sur la fig. 3-9

ce qui permet, en utilisant la formule (3-6), d'exprimer le taux de stabilisation par les paramètres du circuit et le rapport de tensions

$$k_{stab} = \frac{u_2}{u_1}\left(1 + \frac{R_{dI}}{R_{dII}} + \frac{R_{dI}}{R_{ch}}\right), \tag{3-10}$$

k_{stab} est d'autant plus grand que $R_{d\,I}$ est plus grand et que $R_{d\,II}$ est plus petit, mais les pertes d'énergie dans les résistances stabilisatrices R_I et R_{II} croissent respectivement; pour cette raison la stabilisation avec des résistances non linéaires n'est utilisée que pour des charges de faible puissance.

Chapitre IV

ÉLECTROMAGNÉTISME

4-1. Champ magnétique d'un courant

Les électro-aimants forment une partie importante de la plupart des machines et appareils électriques; ils sont destinés à créer un champ magnétique. L'enroulement d'un électro-aimant (généralement sous forme d'une bobine) est fait en fils métalliques isolés; le courant électrique traversant cet enroulement excite un flux magnétique. Dans la plupart des cas pour renforcer le champ magnétique et pour lui donner la configuration nécessaire on munit l'électro-aimant d'un noyau de fer doux. Un champ magnétique est toujours créé par un courant électrique. Il est donc important d'établir la relation qui lie le champ magnétique au courant qui le crée.

Lors des calculs techniques deux grandeurs magnétiques vectorielles sont essentielles: l'induction magnétique **B** et l'intensité du champ magnétique **H**. Elles sont liées par la relation $\mathbf{B}/\mathbf{H} = \mu_a$, où μ_a est la perméabilité magnétique absolue du milieu.

L'intensité et le sens du champ magnétique en chacun de ses points sont déterminés par le *vecteur d'induction magnétique* **B**. Le flux de ce vecteur à travers une surface quelconque S

$$\Phi = \int_S B_n \, dS \qquad (4\text{-}1)$$

est appelé *flux magnétique*. Dans cette relation, dS représente la valeur de l'élément de surface S, B_n la valeur de la composante du vecteur B normale à dS et l'intégration est appliquée à toute la surface S. L'unité fondamentale du flux magnétique dans le système MKSA est le *weber* (Wb), appelée également *volt-seconde* (Vs), et l'unité fondamentale de l'induction magnétique est le tesla, $\mathrm{T} = \mathrm{Wb/m^2}$. Cependant les dimensions des machines et des appareils électriques sont généralement exprimées en centimètres. Pour cette raison on utilise en électrotechnique pour les calculs plus souvent des unités magnétiques multiples des unités fondamentales mais rapportées au centimètre. En particulier, pour l'induction magnétique l'unité utilisée est le $\mathrm{Wb/cm^2} = 10^4$ T. Les unités du flux et

de l'induction du système MKSA sont liées aux unités correspondantes du système électromagnétique absolu EMCGS par les relations:

$$1 \text{ maxwell (Mx)} = 10^{-8} \text{ Wb};$$

$$1 \text{ gauss (Gs)} = 10^{-4} \text{ Wb/m}^2 = 10^{-8} \text{ Wb/cm}^2.$$

Si en tous les points d'une surface S le champ magnétique a la même induction B et est dirigé normalement à cette surface, la relation (4-1) peut être remplacée par une relation plus simple:

$$\Phi = BS. \qquad (4\text{-}2)$$

L'*intensité du champ magnétique* **H** détermine les conditions d'excitation du champ magnétique: le champ magnétique fait naître une induction magnétique déterminée.

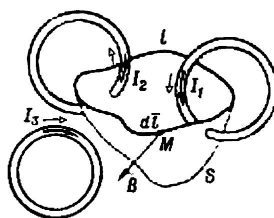


Fig. 4-1. Loi du courant total

Pour le calcul de l'intensité du champ magnétique **H** la *loi du courant total* est essentielle; elle permet de déterminer la relation entre l'intensité du champ et le courant électrique qui produit ce dernier. Selon la loi du courant total l'intégrale linéaire du vecteur de l'intensité du champ le long d'un contour fermé quelconque est égale à la somme algébrique des courants (au courant total) embrassés par ce contour. A titre d'exemple, imaginons dans un champ magnétique des courants I_1, I_2 et I_3 (fig. 4-1) un contour fermé arbitraire l et une surface arbitraire S qui s'appuie sur lui et qui est traversée au moins par une partie de ces courants dont certains la traversent dans un sens et d'autres en sens inverse. Adoptons un sens arbitraire de parcours du contour comme positif (sur la fig. 4-1 ce sens est marqué d'une flèche près de l'élément de longueur du contour dl) et considérons comme positifs les courants qui traversent la surface S et dont le sens est le même que le sens de rotation imprimé au tire-bouchon si ce dernier avance le long du contour dans le sens adopté. Ainsi, le courant I_1 est positif et le courant I_2 est négatif.

Le vecteur de l'intensité du champ magnétique **H** en un point quelconque du contour M dépend des courants qui traversent ou ne traversent pas la surface S, de la forme et des dimensions des conducteurs parcourus par ces courants et de la position du point M par rapport à ces conducteurs. Mais l'intégrale linéaire du vecteur **H** le long du contour l ne dépend que de la somme algébrique des courants traversant la surface S et est égale à cette somme, c'est-à-dire

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = \Sigma I, \qquad (4\text{-}3)$$

où le cercle sur le signe de l'intégrale signifie que cette dernière est prise suivant un contour fermé. Cette équation exprime la loi du courant total. Pour l'exemple représenté sur la fig. 4-1 on a

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = I_1 - I_2.$$

Comme le montre l'expression (4-3), dans le système MKSA l'intensité du champ **H** doit être exprimée en ampères par mètre: $\frac{A}{m}$ ou plus souvent en $\frac{A}{cm}$. Cette unité est liée à l'unité d'intensité du

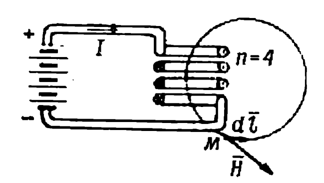


Fig. 4-2. Force magnétomotrice d'une bobine

champ *œrsted* du système EMCGS par la relation 1 Œ = 79,6A/m = = 0,796 A/cm.

L'intégrale linéaire d'intensité du champ le long d'un contour fermé, égale au courant total du contour, est appelée *force magnétisante* (F. M.) ou *force magnétomotrice* (F. M. M.)

$$F = \oint H\, dl = \Sigma I.$$

Si un champ magnétique est produit par le courant I traversant une bobine comprenant n spires (fig. 4-2), on a pour un contour quelconque embrassant toutes les spires de la bobine

$$\Sigma I = nI,$$

et la loi du courant total reçoit la forme suivante:

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = nI. \tag{4-4}$$

La perméabilité magnétique absolue μ_a est le produit de deux grandeurs:

$$\mu_a = \mu_0 \mu_r. \tag{4-5}$$

La *constante magnétique* μ_0 est le coefficient de proportionnalité entre l'intensité du champ et l'induction en tous les points de l'espace où il ne faut pas tenir compte de l'influence exercée sur le champ magnétique par les courants intramoléculaires et intra-atomiques du milieu.

La *perméabilité magnétique relative* μ_r est une grandeur sans dimensions à l'aide de laquelle on prend en considération l'influence des courants intramoléculaires et intra-atomiques du milieu sur le champ magnétique. Dans le vide cette influence est nulle et par conséquent on a $\mu_r = 1$. De cette façon, dans le vide $\frac{B}{H} = \mu_0$.

En partant des dimensions de B et de H on détermine l'unité de mesure de la perméabilité magnétique dans le système MKSA: $\frac{\text{Wb}\cdot\text{cm}}{\text{A}\cdot\text{cm}^2}$; mais comme $\text{Wb} = \text{V}\cdot\text{s}$ on aura: $\frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{ohm}\cdot\text{cm}} = \frac{\text{ohm}\cdot\text{s}}{\text{cm}} = \frac{\text{H}}{\text{cm}}$, car $\text{ohm}\cdot\text{s} = \text{henry}$ (unité d'induction) (voir § 5-4). La constante magnétique

$$\mu_0 = 0{,}4\pi\cdot 10^{-8}\,\frac{\text{H}}{\text{cm}} = 0{,}4\pi\cdot 10^{-6}\,\frac{\text{H}}{\text{m}}. \tag{4-6}$$

La plupart des corps dans la nature sont faiblement magnétiques et leur influence sur le champ magnétique peut être négligée, c'est-à-dire qu'on peut considérer leur $\mu_r = 1$. Font exception les corps ferromagnétiques dont μ_r est de beaucoup supérieur à l'unité et n'est pas constant.

La loi du courant total permet de déterminer facilement l'intensité du champ et puis l'induction dans les cas où le contour d'intégration coïncide avec la ligne magnétique, c'est-à-dire lorsque les vecteurs **H** et **dl** ont le même sens en tous les points du contour, et par suite de telle ou autre symétrie en tous les points le contour **H** est le même en grandeur. Dans ces cas

$$\oint \mathbf{H}\,\mathbf{dl} = \oint H\,dl = H\oint dl = Hl,$$

où l est la longueur totale du contour et pour une bobine la loi du courant total (4-4) prend la forme suivante:

$$Hl = nI,$$

d'où

$$H = \frac{nI}{l}. \tag{4-7}$$

Par exemple, pour un fil rectiligne très long (théoriquement de longueur infinie) parcouru par un courant d'intensité I (en ampères), placé dans un milieu non ferromagnétique, selon la formule (4-7), l'intensité du champ magnétique au point M_1 (fig. 4-3) se trouvant hors du fil à une distance r_1 (en centimètres) de son axe sera

$$H_1 = \frac{I}{2\pi r_1}\ [\text{A/cm}], \tag{4-8}$$

car par symétrie on déduit que l'intensité du champ magnétique en tous les points de la circonférence de rayon r_1 doit être la même et le

nombre de spires (un fil) $n = 1$. L'induction magnétique en M_1 sera

$$B_1 = \frac{\mu_0 I}{2\pi r_1} \text{ [Wb/cm}^2\text{]}, \quad (4\text{-}9)$$

ou

$$B_1 = 0{,}4\pi \frac{I}{2\pi r_1} = 0{,}2 \frac{I}{r_1} \text{ [Gs]}. \quad (4\text{-}10)$$

Utilisons ces formules pour calculer H et B au point M_2 se trouvant à l'intérieur du fil (fig. 4-3); par I il faut entendre ici non pas le courant entier mais seulement sa partie qui circule à l'intérieur de

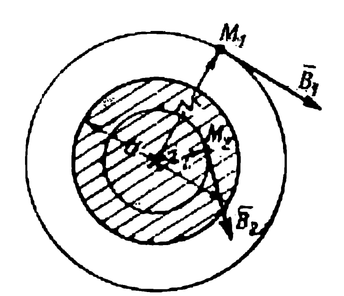


Fig. 4-3. Champ magnétique d'un fil rectiligne

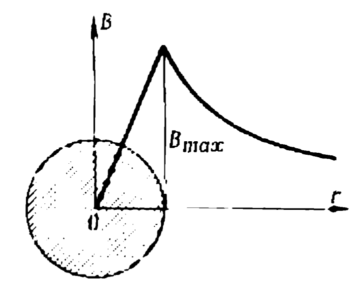


Fig. 4-4. Courbe de l'induction magnétique d'un fil rectiligne

la circonférence de rayon r_2. Si I désigne toujours la valeur totale du courant dans le fil il faudra dans les formules (4-8) et (4-9) remplacer I par l'expression

$$I_r = \frac{I}{\frac{\pi d^2}{4}} \pi r_2^2 = \frac{4 I r_2^2}{d^2},$$

où d est le diamètre du fil et $\frac{I}{\frac{\pi d^2}{4}}$ la densité du courant. Les formules (4-8) et (4-9) prendront la forme suivante:

$$H_2 = \frac{2 I r_2}{\pi d^2}, \quad B_2 = \frac{\mu_0 2 I r_2}{\pi d^2}$$

ou

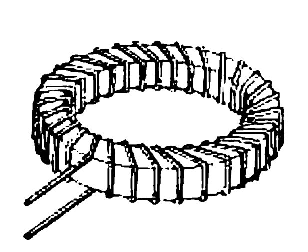
$$B_2 = \frac{0{,}8 I r_2}{d^2} \text{ [Gs]}. \quad (4\text{-}11)$$

Le sens du vecteur B est lié au sens du courant par la règle du tire-bouchon (sur la fig. 4-3 le courant entre dans le dessin).

En se servant des formules (4-10) et (4-11) il n'est pas difficile de tracer le graphique de B en fonction de r (fig. 4-4). Ce graphique est

une droite pour le champ à l'intérieur du fil et une hyperbole pour le champ situé en dehors du fil.

Il est également facile de trouver le champ produit par une bobine toroïdale, c'est-à-dire par une bobine enroulée régulièrement sur un anneau à section uniforme (fig. 4-5). Grâce à la symétrie, les lignes magnétiques dans l'anneau sont des circonférences et l'intensité du



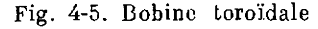


Fig. 4-5. Bobine toroïdale

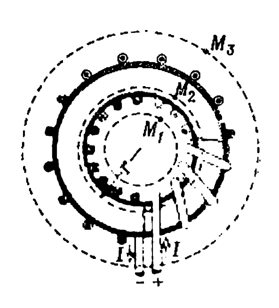


Fig. 4-6. Champ magnétique d'une bobine toroïdale

champ dans tous les points d'une même ligne est la même. Pour cette raison, comme dans le champ d'un fil conducteur rectiligne on a

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = H 2\pi r, \tag{4-12}$$

où r est le rayon de la ligne magnétique (fig. 4-6).

Si l'enroulement de l'anneau comprend n spires, le courant total embrassé par une circonférence quelconque située dans le corps de l'anneau est égal à nI comme on le voit sur la fig. 4-6. Par la relation

$$H 2\pi r = nI \tag{4-13}$$

on trouve l'intensité du champ magnétique au point M_2:

$$H = \frac{nI}{2\pi r}. \tag{4-14}$$

Si la largeur de l'anneau est petite par rapport à son rayon intérieur, ou autrement dit, si les rayons extérieur et intérieur diffèrent peu l'un de l'autre, la valeur de H en tous les points du noyau est pratiquement la même et on peut calculer le champ d'après le rayon moyen (c'est-à-dire pour la ligne magnétique moyenne).

En appliquant la loi du courant total à deux cercles disposés l'un hors de l'anneau (point M_3) et l'autre dans son orifice (point M_1), il est facile de voir que sur ces cercles $H = 0$, c'est-à-dire que le champ entier de la bobine toroïdale est concentré dans le corps de

l'anneau. Connaissant l'intensité du champ magnétique il n'est pas difficile, comme auparavant, de trouver l'induction magnétique dans l'anneau (si ce dernier n'est pas en matériau ferromagnétique).

4-2. Propriétés magnétiques des matériaux ferromagnétiques

L'utilisation des noyaux ferromagnétiques permet d'accroître considérablement le champ magnétique dans les machines et les appareils. Cet accroissement est obtenu grâce à une grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques. Mais le calcul des

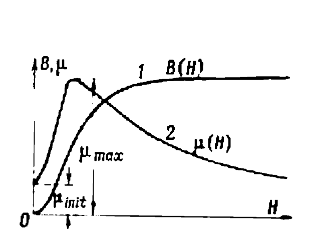


Fig. 4-7. Courbe d'aimantation initiale (*1*) et courbe de perméabilité (*2*)

Fig. 4-8. Boucle d'hystérésis (*1*, *2*, *3*) et courbe d'aimantation normale (*4*)

champs magnétiques en présence des corps ferromagnétiques devient plus compliqué parce que la perméabilité de ces corps dépend elle-même de l'intensité du champ.

La relation entre la perméabilité d'un matériau ferromagnétique et l'intensité du champ a été étudiée pour la première fois en 1872 par le physicien russe A. Stolétov.

A l'heure actuelle pour le calcul des champs magnétiques dans les noyaux ferromagnétiques on utilise généralement les *courbes d'aimantation* des matériaux correspondants. Ces courbes expriment la relation entre B et H, H étant porté sur l'axe des abscisses et B sur l'axe des ordonnées. Si une telle courbe a été construite pour un accroissement continu des B et des H depuis zéro, c'est-à-dire en l'absence de l'aimantation rémanente, elle est appelée *courbe d'aimantation initiale* (fig. 4-7). Pour de faibles valeurs du champ, c'est-à-dire dans la première partie de la courbe, B croît plus rapidement que H, par conséquent μ_r augmente à partir de sa valeur initiale μ_{init} jusqu'à sa valeur maximale μ_{max}. La valeur initiale μ_{init} peut être déterminée comme la limite du rapport $\frac{B}{H}$ lorsque H tend vers 0 ; elle est donc proportionnelle à la tangente de l'angle formé par l'axe des

abscisses et la tangente à la courbe d'aimantation en son origine. Ensuite sur un certain segment la courbe d'aimantation est presque rectiligne, et puis l'accroissement de B ralentit, la courbe forme un « coude » et, enfin pour des champs intenses, elle est de nouveau presque rectiligne mais déjà sa pente par rapport à l'axe des abscisses est beaucoup plus faible. La valeur de μ_r tombe alors de façon continue, d'abord relativement vite et puis de plus en plus lentement.

Lors de l'aimantation périodique tantôt dans un sens, tantôt dans un autre jusqu'aux valeurs de l'induction magnétique maximale B_{max}, égales en valeur absolue, le phénomène se déroule non

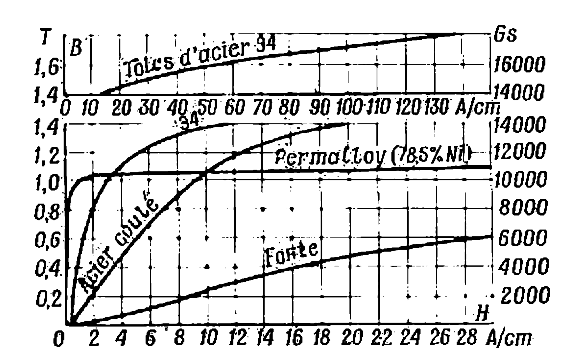


Fig. 4-9. Courbes d'aimantation normale

pas suivant la courbe d'aimantation initiale, *mais suivant la boucle d'hystérésis* (fig. 4-8). L'accroissement de l'induction a lieu suivant la branche inférieure de cette boucle et sa diminution suivant la branche supérieure. Les sommets des boucles d'hystérésis qui correspondent aux différentes valeurs de H_{max} et B_{max} se trouvent sur une courbe appelée *courbe principale d'aimantation* et qui est située un peu en dessous de la courbe de première aimantation.

Pour une valeur de H_{max} suffisamment grande les points d'intersection M et N de la boucle d'hystérésis respectivement avec les axes B et H ne changent pas de position pour un accroissement ultérieur de H_{max} ; leurs coordonnées sont des caractéristiques importantes du matériau ferromagnétique : l'ordonnée B_0 du point M est appelée *induction rémanente* et l'abscisse H_{fc} du point N est appelée *force coercitive*. La courbe de première aimantation est également une des principales caractéristiques des substances ferromagnétiques. La figure 4-9 montre les courbes de première aimantation de certains de ces matériaux. Les tôles *d'acier magnétique* sont fabriquées de 0,5 et de 0,35 mm d'épaisseur et sont désignées en U. R. S. S. par la lettre Э suivie du chiffre 1, 2, 3 ou 4, conformément à la teneur

approximative en % de silicium qui est ajouté à l'acier pour accroître sa résistivité (acier allié). Cet acier est utilisé pour la fabrication des noyaux de transformateurs et de machines électriques. Les *permalloys* sont des alliages de fer et de nickel contenant de 35 à 85% de nickel. La perméabilité de l'alliage contenant 78,5% de nickel est particulièrement grande. Pour une telle teneur en nickel l'alliage a les plus grandes valeurs de μ_{init} et de μ_{max} (jusqu'à 200 000) ce qui correspond à un courant magnétisant minimum pour une B_{max} de 0 à 10 000 Gs.

Le tableau 4-1 donne les valeurs de l'induction rémanente et de la force coercitive de certains matériaux ferromagnétiques.

Tableau 4-1

Induction rémanente et force coercitive de quelques matériaux ferromagnétiques

Matériau	Induction rémanente, (Gs)	Force coercitive, A/cm
Permalloy (78,5 % de Ni)	10 000	0,02
Fonte blanche	4 700	11
Fonte grise	5 000	13
Acier au carbone (0,45 % de C)	11 000	30
Acier au tungstène	11 000	50
Acier au chrome	9 500	50
Acier au cobalt	9 000	200
Magnico (alliage de fer, de cobalt, de nickel et d'aluminium)	12 500	500

On voit de ce tableau que certains matériaux comme les fontes et surtout le permalloy ont une force coercitive relativement faible, c'est-à-dire une boucle d'hystérésis plus étroite que les autres matériaux. Ces matériaux sont appelés *à faible rémanence*. On classe parmi ces derniers l'acier magnétique. Les matériaux à faible rémanence conviennent le mieux pour travailler dans un champ magnétique alternatif, car une surface réduite de la boucle d'hystérésis témoigne des faibles pertes d'énergie par hystérésis. Les matériaux à force coercitive relativement grande forment le groupe de matériaux *à forte rémanence* qui trouvent leur emploi lors de la fabrication des aimants permanents.

Il existe encore un groupe de matériaux ferromagnétiques dits corps *magnétodiélectriques* qui occupent une place intermédiaire entre les matériaux ferromagnétiques et ceux non ferromagnétiques. Ils se composent de particules minimes d'un matériau ferromagnétique à grande perméabilité et d'un diélectrique organique ou non

organique qui les lie entre elles. Ces matériaux possèdent une perméabilité magnétique constante et une boucle d'hystérésis étroite, c'est-à-dire que les pertes pour l'inversion de l'aimantation y sont très petites. Les pertes par courants de Foucault y sont minimes. Les matériaux magnétodiélectriques sont utilisés dans les dispositifs qui travaillent à des fréquences augmentées ou grandes (en radiotechnique et en téléphonie).

4-3. Calcul d'un circuit magnétique

Lors de l'étude des machines et des appareils électriques il faut calculer leurs circuits magnétiques, c'est-à-dire déterminer leur force magnétisante (ou le courant) nécessaire pour créer le flux magnétique du dispositif. Plus rarement on est obligé de résoudre le problème inverse à savoir déterminer le flux ou l'induction magnétique créés par une certaine force magnétisante.

On appelle *circuit magnétique* l'ensemble de dispositifs qui dirigent le flux magnétique suivant un chemin déterminé. La plus grande partie d'un circuit magnétique est en matériaux ferromagnétiques. Dans les cas les plus simples, lors du calcul d'un circuit magnétique on connaît ses dimensions géométriques et les matériaux de différentes portions du circuit.

Pour représenter graphiquement le flux magnétique de façon plus évidente on utilise souvent des *lignes de force magnétiques*. Le champ magnétique entier est alors considéré comme étant rempli sans aucun intervalle de *tubes* élastiques *de flux magnétique*. Les côtés de ces tubes coïncident avec le sens des vecteurs d'induction magnétique. Les axes des tubes sont des lignes de force et ce sont eux qu'on indique lors de la représentation graphique du flux magnétique. Dans un tel tableau la densité des lignes de force détermine l'induction magnétique, c'est-à-dire que le nombre de lignes de force passant par 1 cm^2 de la surface normale à la direction du vecteur d'induction représente l'induction magnétique. Le flux magnétique à travers une surface correspond à la somme algébrique des lignes de force traversant cette surface.

Du point de vue du calcul l'exemple le plus simple d'un circuit magnétique peut être donné par une bobine considérée plus haut et dont le champ magnétique se trouve entièrement dans le corps du noyau tandis que dans l'orifice de l'anneau et dans l'espace environnant le champ magnétique est absent.

Si la bobine a un noyau ferromagnétique, son flux magnétique est μ fois plus grand qu'en l'absence d'un tel noyau; cela est dû surtout à l'aimantation du noyau, car l'enroulement même ne crée qu'une très petite partie du flux total. Pour cette raison la régularité de la répartition des spires de l'enroulement sur la longueur du

noyau ne joue pas un rôle décisif en ce qui concerne la forme des lignes de force et la valeur du flux magnétique.

La forme des lignes de force est déterminée surtout par la forme du noyau qui pour ainsi dire « dirige » le flux magnétique. Si le noyau est de forme rectangulaire les lignes de force seront également rectangulaires. La section et le matériau ferromagnétique des différentes parties du noyau ne doivent pas obligatoirement être les mêmes, et l'inclusion de matériaux non ferromagnétiques de faible longueur, en particulier les entrefers, n'a pas une influence bien grande sur la forme des lignes de force bien qu'elle influe sur la valeur du flux magnétique. On obtient ainsi une forme plus complexe du circuit magnétique (fig. 4-10).

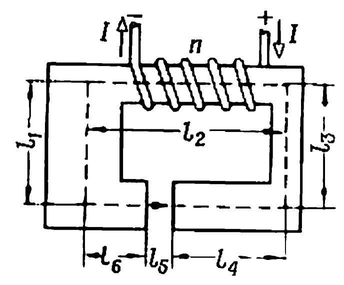


Fig. 4-10. Circuit magnétique

Examinons maintenant la méthode de calcul d'un tel circuit. Si la section transversale S_k de certaines portions du noyau n'est pas la même, l'induction magnétique y sera différente: elle sera déterminée dans chaque section par la relation

$$B_k = \frac{\Phi}{S_k}, \tag{4-15}$$

où Φ est le flux magnétique qui est le même dans toutes les sections. A partir des valeurs de l'induction magnétique B_k on détermine la valeur de l'intensité du champ magnétique H_k pour chaque portion du noyau ferromagnétique suivant la courbe d'aimantation correspondante (fig. 4-9) et pour les portions non ferromagnétiques du circuit magnétique, d'après la formule (4-3) si B_k est exprimé en Wb/cm² ou d'après la formule (4-4) si B_k est exprimé en Gs.

D'après la loi du courant total la force magnétisante de la bobine

$$nI = \oint \mathbf{H}\, \mathbf{dl},$$

et l'intégration se fait le long du contour de la ligne magnétique moyenne. Mais puisque H dans les limites de chaque portion du circuit reste constant et change seulement lors du passage d'une portion du circuit à une autre on peut remplacer l'intégration par la sommation

$$\oint \mathbf{H}\, \mathbf{dl} = \sum H_k l_k,$$

où l_k est la longueur d'une portion du circuit à section constante et à matériau homogène.

De cette façon, la loi du courant total appliquée à ce contour se transforme en *loi du circuit magnétique*

$$nI = \sum H_k l_k. \quad (4\text{-}16)$$

D'après cette formule il n'est pas difficile de calculer la force magnétisante d'une bobine nécessaire pour créer un flux magnétique donné Φ.

Il est commode de faire tous les calculs sous forme des tableaux comme cela est indiqué dans l'exemple suivant où le circuit magnétique (fig. 4-10) possède des données indiquées dans les premières quatre colonnes du tableau 4-2 et la bobine magnétisante comporte 200 spires. Le flux magnétique a été adopté égal à 360 000 Mx.

Tableau 4-2

Calcul d'un circuit magnétique

n° du tronçon	Matériau	l_k (cm)	S_k (cm²)	B_k (Gs)	H_k (A/cm)	$H_k l_k$ (A)
1	Tôle d'acier Э4 . .	15,0	60	6 000	1,2	18
2	Idem	20,0	30	12 000	5,5	110
3	Idem	15,0	20	18 000	147,0	2 205
4	Acier coulé .	12,0	40	9 000	8,0	96
5	Entrefer .	0,5	40	9 000	7 200,0	3 600
6	Acier coulé	7,5	40	9 000	8,0	60
					$\Sigma H_k l_k = 6\,089$	

Connaissant le nombre de spires on peut déterminer le courant nécessaire

$$I = \frac{\Sigma H_k l_k}{n} = \frac{6\,089}{200} = 30{,}4 \text{ A}.$$

Pour un calcul plus précis il faut tenir compte du fait qu'une partie du flux magnétique de la bobine se ferme non suivant les tronçons ferromagnétiques (l_1, l_3, l_4 et l_6) mais directement dans l'air en formant un flux dit de *dispersion* ou de fuites. Pour cette raison il faut prendre le flux magnétique du tronçon n° 2 de 10 à 20% plus grand que le flux prévu dans les autres tronçons. Il en résultera un certain accroissement du courant requis dans la bobine.

Dans l'exemple examiné le flux magnétique étant donné on déterminait la force magnétisante de la bobine. Le problème inverse est beaucoup plus compliqué. Pour le résoudre il faut adopter plusieurs valeurs du flux magnétique et trouver pour elles les forces magnétisantes correspondantes comme il a été montré. D'après les résultats

obtenus il faut construire la *caractérisique magnétique* du circuit, c'est-à-dire la courbe de Φ en fonction des nI (fig. 4-11) sur laquelle il n'est pas difficile de trouver la valeur de Φ qui correspond au produit nI donné. Pour faciliter le choix des valeurs de Φ pour la construction d'une caractéristique magnétique, il faut tenir compte du fait que si on admet nI égal non pas à $\Sigma H_k l_k$ mais à Hl de l'entrefer (cas où il existe un entrefer) ou à Hl du tronçon à section minimale (cas où l'entrefer est absent) la valeur de H obtenue et le flux correspondant seront plus grands que leur valeur réelle.

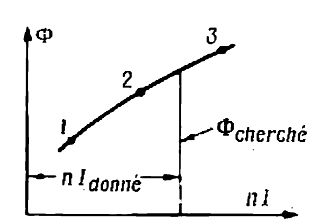


Fig. 4-11. Caractéristique magnétique et détermination du flux magnétique d'après cette dernière

Un circuit magnétique peut être à dérivations comme un circuit électrique. Indiquons à titre d'exemple le circuit magnétique symétrique à dérivations d'une machine tétrapolaire à courant continu (fig. 4-12)

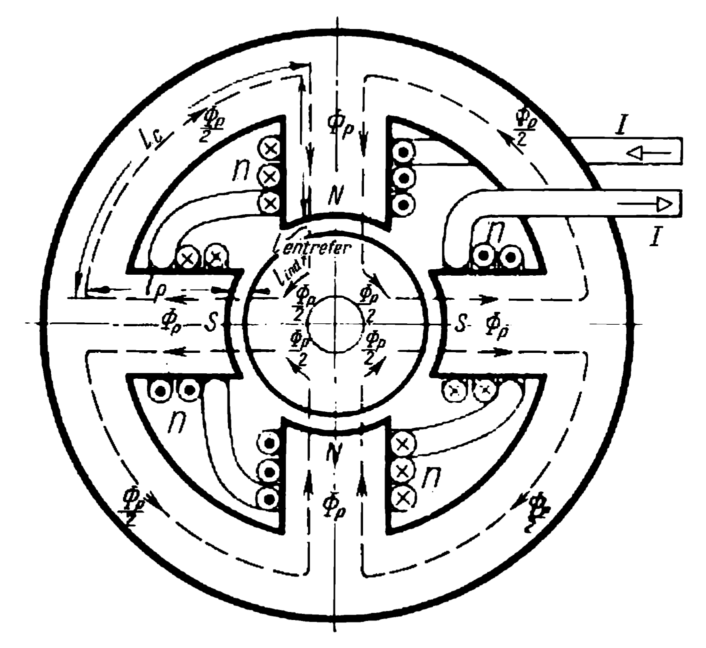


Fig. 4-12. Circuit magnétique symétrique à dérivations

où le flux magnétique d'un tronçon se divise en deux flux qui sont égaux puisque les longueurs et les sections sont identiques

dans les deux branches. Le circuit magnétique, en quittant un des pôles nords N et ayant traversé l'entrefer, pénètre dans le fer de l'induit et se divise en deux parties égales dont l'une passe par le quart gauche de l'induit, traverse le deuxième entrefer, arrive dans le noyau du pôle sud S en se réunissant ici avec la moitié du flux de l'autre pôle nord, passe ensuite dans la carcasse où les flux se divisent de nouveau et enfin revient au pôle nord duquel il est sorti. De cette façon, on a dans le circuit magnétique total quatre flux magnétiques séparés dont chacun occupe son quart du circuit magnétique, ce quart étant déterminé par les plans de symétrie.

Dans toutes les sections de chacun de ces quarts, le flux magnétique a la même valeur et à chaque quart on peut appliquer la loi du circuit magnétique. Chaque ligne de force passe deux fois par un pôle et l'entrefer et une fois par la carcasse et l'induit. Puisqu'elle traverse deux bobines on a

$$\sum H_k l_k = 2nI.$$

4-4. Réluctance

Dans certains cas, surtout pour une caractéristique qualitative du circuit magnétique des machines et des appareils électriques il est commode d'utiliser la notion de *réluctance* (résistance magnétique). On appelle réluctance R_{m} le rapport de la force magnétisante au flux magnétique

$$R_{\mathrm{m}} = \frac{nI}{\Phi} \qquad (4\text{-}17)$$

ou, en tenant compte de la formule (4-16),

$$R_{\mathrm{m}} = \frac{\Sigma H_k l_k}{\Phi}. \qquad (4\text{-}18)$$

Mais

$$H_k = \frac{B_k}{\mu_{ak}} \text{ et } B_k = \frac{\Phi}{S_k},$$

d'où

$$\sum H_k l_k = \sum \frac{\Phi l_k}{S_k \mu_{ak}} = \Phi \sum \frac{l_k}{S_k \mu_{ak}},$$

car le flux Φ dans toutes les portions du circuit est le même et peut être écrit hors du signe de la somme. En introduisant cette expression dans la formule (4-18) on obtient

$$R_{\mathrm{m}} = \sum \frac{l_k}{S_k \mu_{ak}}. \qquad (4\text{-}19)$$

Etant donné que dans les corps ferromagnétiques μ_{ak} n'a pas de valeur constante, R_{m}, aussi, est constant seulement pour les portions

non ferromagnétiques du circuit. Pour les portions ferromagnétiques il faut déterminer R_m à l'aide de la courbe d'aimantation du matériau. L'équation (4-17) peut être écrite sous la forme:

$$\Phi = \frac{nI}{R_m}. \quad (4\text{-}20)$$

Cette formule est analogue à la loi d'Ohm pour un circuit électrique:

$$I = \frac{E}{R}.$$

Cependant, il ne faut pas oublier qu'il s'agit ici seulement d'une analogie formelle des expressions et non pas d'un caractère commun des phénomènes en question.

4-5. Aimants permanents

On appelle aimants permanents les aimants dont le champ est dû non pas à un courant électrique parcourant un enroulement mais aux courants intramoléculaires, c'est-à-dire à l'aimantation rémanente.

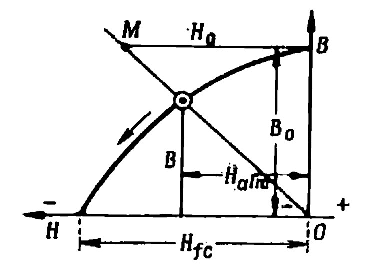
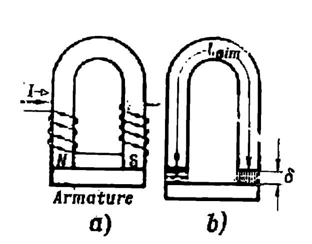


Fig. 4-13. Courbe de désaimantation



Fir. 4-14. Désaimantation d'un aimant en fer à cheval et introduction d'un entrefer dans son circuit

Les grandeurs principales qui caractérisent un aimant permanent sont l'*induction rémanente* B_0 et la *force coercitive* H_{fc} qui représentent les deux points extrêmes de cette partie de la boucle d'hystérésis qui est utilisée pour le calcul des champs des aimants permanents et qui est connue sous le nom de *courbe de désaimantation* (fig. 4-13).

Examinons un aimant en forme de fer à cheval qui, lors de son aimantation, a été fermé par une armature (fig. 4-14, *a*) en acier doux possédant une perméabilité magnétique tellement grande que l'on peut négliger la valeur $H_a l_a$ de l'armature en comparaison de la valeur $H_{aim} l_{aim}$ de l'aimant. Si on fait passer par l'enroulement qui a servi à l'aimantation un courant I dirigé en sens inverse pour

que l'intensité du champ magnétique

$$H_{aim} = \frac{nI}{l_{aim}} \quad (4\text{-}21)$$

soit en valeur absolue inférieure à H_{fc}, l'induction magnétique dans l'aimant diminuera et passera de la valeur B_0 à la valeur B (fig. 4-13).

La diminution de l'induction magnétique jusqu'à la même valeur B peut être obtenue sans utiliser le courant électrique, mais en introduisant dans le circuit magnétique des entrefers δ (fig. 4-14, b). Dans ce cas d'après la loi du circuit magnétique

$$H_{aim} l_{aim} + H_{air} 2\delta = 0,$$

car le courant dans l'enroulement est nul. Mais on sait que pour l'air

$$H_{air} = \frac{B}{\mu_0}$$

et dans le cas considéré B dans l'aimant et dans les entrefers est le même (nous adoptons $S_{aim} = S_{air}$). Pour cette raison

$$H_{aim} = -\frac{2\delta}{\mu_0 l_{aim}} B = -\frac{NB}{\mu_0}, \quad (4\text{-}22)$$

où

$$N = \frac{2\delta}{l_{aim}} \quad (4\text{-}23)$$

est appelé *coefficient de désaimantation*. L'équation (4-22) détermine sur la figure 4-13 la droite OM et puisque H_{aim} et B, en plus de cette équation, sont liés par la courbe de désaimantation, les valeurs de ces deux grandeurs sont les coordonnées du point d'intersection de la droite OM avec la courbe de désaimantation. Pour construire la droite OM il suffit de réunir l'origine des coordonnées O avec le point M qui a comme ordonnée B_0 et comme abscisse

$$H_0 = -\frac{NB_0}{\mu_0}.$$

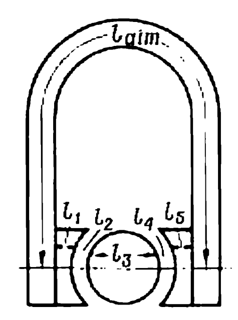


Fig. 4-15. Aimant en fer à cheval avec pièces polaires et induit cylindrique

De cette façon, en présence de l'entrefer les vecteurs **H** et **B** dans l'aimant ont des sens opposés [le signe moins dans la formule (4-22)].

Si un aimant permanent a des pièces polaires et une armature en acier doux à perméabilité magnétique qui n'est pas très grande de sorte que l'on ne peut pas négliger la valeur de Hl (fig. 4-15), on a d'après la loi du circuit magnétique

$$H_{aim} l_{aim} + \sum H_k l_k = 0,$$

où

$$H_k = \frac{B_k}{\mu_{ak}};$$

ici μ_{ak} est la perméabilité magnétique absolue de la k-ième portion du circuit magnétique et l'indice k désigne le numéro de la portion du circuit magnétique et le nombre de termes de la somme est égal au nombre de portions entre les pôles de l'aimant. Si l'on introduit cette expression H_k dans l'expression de la loi du circuit magnétique on obtient pour H_{aim} l'expression suivante:

$$H_{aim} = -\frac{1}{l_{aim}} \sum \frac{B_k l_k}{\mu_{ak}}. \tag{4-24}$$

Pour les entrefers $\mu_{ak} = \mu_0$ et pour les pièces polaires et l'armature

$$\mu_{ak} = \mu_0 \mu'_{ak},$$

où μ'_{ak} sont les valeurs moyennes de la perméabilité magnétique relative des pièces polaires et de l'armature.

(L'introduction des valeurs moyennes μ'_{ak} pour ces portions ne provoquera pas une grande erreur dans le calcul du champ si l'aimant lui-même est fabriqué en acier beaucoup plus dur que les pièces polaires et l'armature, c'est-à-dire si sa courbe d'aimantation passe bien au-dessous des courbes d'aimantation des pièces polaires et le l'armature.)

En négligeant la dispersion magnétique, c'est-à-dire en adoptant que dans toutes les sections du circuit magnétique le flux

$$\Phi = B_k S_k$$

a la même valeur et est égal à $B_{aim} S_{aim}$ dans le corps de l'aimant, on obtient

$$B_k = B_{aim} \frac{S_{aim}}{S_k}.$$

En introduisant cette expression dans la formule (4-24) et en plaçant hors du signe de la somme les valeurs de B_{aim} et S_{aim} égales pour tous les termes de cette somme, on peut écrire cette formule sous la forme suivante:

$$H_{aim} = -B_{aim} \frac{S_{aim}}{l_{aim}} \sum \frac{l_k}{\mu_{ak} S_k}. \tag{4-25}$$

L'équation (4-25) détermine la droite auxiliaire dont il faut se servir de la même façon qu'il a été indiqué dans le cas plus simple que nous avons considéré précédemment.

Les propriétés d'un aimant permanent et en particulier le flux magnétique qu'il produit dans différentes conditions dépendent beaucoup du matériau dont il est fabriqué et tout d'abord des valeurs

de B_0 et de H_{fc} et de la forme de la courbe de désaimantation. Plus cette dernière est convexe pour les mêmes valeurs de B_0 et de H_{fc}, plus grande sera l'induction résultante B les autres conditions étant les mêmes. Le degré de convexité de la courbe de désaimantation peut être caractérisé par l'aire maximale d'un rectangle dont les côtés sont l'abscisse H et l'ordonnée B d'un point quelconque de la courbe. Pour cette raison la grandeur $(HB)_{max}$ est une des caractéristiques les plus importantes des matériaux magnétiques. Au lieu des courbes B (H) il est parfois plus commode d'utiliser les courbes Φ (Hl). Si pour une portion d'un circuit magnétique on connaît B (H), on peut obtenir la courbe Φ (Hl) en multipliant B par la section de la portion S et H par sa longueur l.

Chapitre V

INTERACTIONS ÉLECTROMÉCANIQUES ET INDUCTANCE DES DISPOSITIFS ÉLECTROTECHNIQUES

5-1. Conducteur parcouru par un courant se trouvant dans un champ magnétique

Le cours de physique nous apprend que si dans un champ uniforme se trouve un conducteur rectiligne parcouru par un courant et dont la direction forme un angle α avec la direction de **B**, ce conducteur est soumis à une force dont la valeur est égale au produit de l'induction magnétique du champ par le courant, par la longueur du conducteur (dans les limites du champ) et par le sinus de l'angle α, c'est-à-dire

$$F = BIl \sin\alpha \; [J/\text{cm}]. \tag{5-1}$$

Cette relation est appelée *loi d'Ampère*. Si B est exprimé en Wb/cm², I en A et l en cm, la force F est obtenue en J/cm. Pour obtenir la même force en kilogrammes il faut tenir compte du fait que 1 J/cm = 10,2 kgf ; on a alors

$$F = 10{,}2 BIl \sin\alpha \; [\text{kgf}]. \tag{5-2}$$

Cette force est maximale lorsque $\alpha = 90°$, c'est-à-dire lorsque le conducteur est perpendiculaire à la direction du vecteur d'induction magnétique (des lignes de force magnétiques). Dans ce cas

$$F = BIl \; [J/\text{cm}]. \tag{5-3}$$

La direction de la force qui agit sur le conducteur est déterminée facilement par la *règle de la main gauche*. Si on place la paume de la main gauche de façon que les lignes de force magnétiques y entrent (fig. 5-1) et si on dirige quatre doigts dans le sens du courant, le pouce écarté indiquera le sens de la force qui agit sur le conducteur. Cette force est donc toujours perpendiculaire à la direction du champ et à l'axe du conducteur. La loi d'Ampère joue un grand rôle en électrotechnique, car elle permet de calculer le *couple moteur* des générateurs et des moteurs électriques ainsi que des appareils de mesure électriques.

Si le conducteur parcouru par un courant n'est pas rectiligne ou s'il se trouve dans un champ non uniforme, la formule (5-1) ne

peut être appliquée qu'à un élément infiniment petit dl du conducteur et dans ce cas elle prendra la forme suivante :

$$dF = BI\,dl \sin\alpha, \tag{5-4}$$

où α est l'angle entre la direction du vecteur d'induction magnétique au point où se trouve l'élément dl et la direction du courant dans l'élément de conducteur considéré.

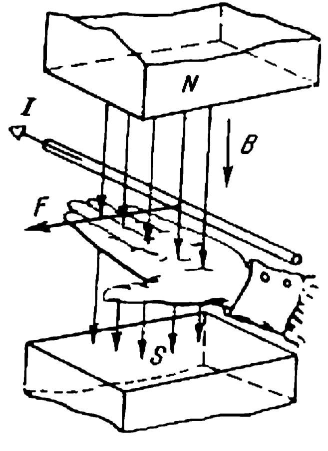


Fig. 5-1. Règle de la main gauche

Lorsqu'un conducteur parcouru par un courant se déplace dans un champ magnétique, un travail a lieu dont la valeur pour le cas d'un conducteur rectiligne situé perpendiculairement à la direction des lignes de force dans un champ uniforme peut être déterminée de façon suivante. Si le conducteur se déplace dans une direction quelconque d'une distance infiniment petite dx qui forme un angle β avec la direction de la force F (fig. 5-2), le travail exécuté

$$dA = F\,dx \cos\beta,$$

et puisque la force F est dans ce cas exprimée par la formule (5-3), on a

$$dA = BIl\,dx \cos\beta.$$

Le produit ldx représente l'aire dS décrite par le fil lors de son déplacement et le produit $BdS \cos\beta = BdS_n = d\Phi$ est le flux magnétique coupé par ce fil. Pour cette raison

$$dA = IB\,dS \cos\beta = I\,d\Phi, \tag{5-5}$$

c'est-à-dire que le travail lors d'un déplacement infiniment petit d'un conducteur dans un champ magnétique est égal au produit du courant par la valeur du flux magnétique coupé par le conducteur.

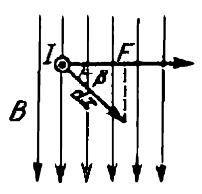


Fig. 5-2. Travail du courant dans un champ magnétique

Le travail lors du déplacement arbitraire fini du conducteur est égal à la somme des travaux élémentaires dans les tronçons infiniment petits dont se compose le déplacement fini donné. Si le courant reste

constant le travail cherché

$$A = \int I\,d\Phi = I \int d\Phi$$

ou

$$A = I\Phi, \tag{5-6}$$

où Φ représente la valeur totale du flux magnétique coupé par le conducteur.

Cette formule peut facilement être étendue au cas d'un champ non uniforme. En particulier, elle permet de calculer le travail exécuté lors de la traction dans le champ d'une spire à courant constant d'un espace où le champ est absent. Dans ce cas, il faut entendre par Φ le flux à travers la spire dans sa position définitive, car pendant le déplacement tout ce flux doit être coupé par la spire.

5-2. Interaction de conducteurs parcourus par des courants

L'expression (4-9) de l'induction magnétique d'un champ créé par un conducteur rectiligne parcouru par le courant que nous avons obtenue au § 4-1 permet de résoudre le problème concernant la valeur des forces d'interaction de deux fils parallèles parcourus par des courants, autrement dit des *forces électrodynamiques*. Admettons (fig. 5-3) que deux fils parallèles sur une certaine longueur l se trouvent à une distance a l'un de l'autre et leurs courants I_1 et I_2 ont des sens contraires.

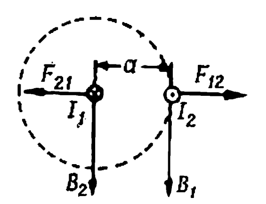


Fig. 5-3. Interaction des conducteurs parallèles

Le champ magnétique du premier fil agit sur le second fil avec la force F_{12} et le champ magnétique du second fil agit sur le premier avec la force F_{21}. Cherchons la valeur des forces qui naissent.

D'après la formule (4-9) on peut dire que l'induction magnétique sur l'axe du second fil due au champ du premier fil est :

$$B_1 = \frac{\mu_0 I_1}{2\pi a} = \frac{2\cdot 10^{-9} I_1}{a}\ [\text{Wb/cm}^2].$$

La force F_{12} qui agit sur le second fil peut être déterminée par la formule (5-3)

$$F_{12} = B_1 I_2 l = \frac{\mu_0 I_1 I_2 l}{2\pi a} = \frac{2\cdot 10^{-9} I_1 I_2 l}{a}, \tag{5-7}$$

le sens de cette force est déterminé d'après la règle de la main gauche.

Sur l'axe du premier fil l'induction magnétique due au champ du second fil est

$$B_2 = \frac{2\cdot 10^{-9} I_2}{a}.$$

Lorsque les courants I_1 et I_2 ne sont pas les mêmes, B_2 a une autre valeur que B_1. Mais la force

$$F_{21}=B_2I_1l=\frac{2\cdot 10^{-9}I_2I_1l}{a}$$

qui agit sur le premier fil a la même valeur que la force F_{12}, et d'après la règle de la main gauche elle est dirigée dans le sens opposé. Pour cette raison on peut parler de « force d'interaction » des fils

$$F=\frac{\mu_0I_1I_2l}{2\pi a}=\frac{2\cdot 10^{-9}I_1I_2l}{a}. \qquad (5\text{-}8)$$

Lorsque le courant I est le même dans les deux fils (fil aller et fil retour d'un même circuit), on a

$$F=\frac{2\cdot 10^{-9}I^2l}{a}. \qquad (5\text{-}9)$$

Il est clair que si les courants dans les deux fils ont le même sens, les forces qui agissent sur les fils changent leur sens et les fils au lieu de se repousser s'attireront.

Les forces d'interaction entre les fils atteignent de très grandes valeurs lors des courts-circuits de puissantes sources d'énergie où l'intensité des courants peut atteindre plusieurs milliers d'ampères.

5-3. Induction électromagnétique

Le fonctionnement des moteurs et des générateurs électriques est basé sur deux phénomènes. L'un d'eux est l'interaction électromécanique d'un conducteur parcouru par le courant et d'un champ magnétique (§ 5-1); l'autre, découvert en 1831 par Faraday, est l'*induction électromagnétique*: la variation du flux magnétique Φ qui traverse un circuit conducteur fermé induit dans ce dernier une force électromotrice.

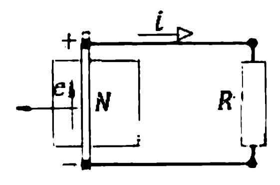


Fig. 5-4. Courant induit lors de l'accroissement du flux dans le circuit

Le sens de cette force électromotrice d'induction peut être déterminé à l'aide de la loi découverte en 1833 par l'académicien russe E. Lenz: lors de la variation du flux magnétique qui traverse un circuit conducteur fermé, le sens de la force électromotrice qui prend naissance dans ce dernier est tel que le courant qu'elle engendre et les forces mécaniques liées à ce courant s'opposent à la variation de ce flux. Si le flux magnétique (fig. 5-4) dans un circuit fermé augmente grâce au mouvement de ce dernier, d'après la loi de Lenz, le flux magnétique du courant induit à l'intérieur du circuit doit entrer dans le plan du dessin, c'est-à-dire aller à la rencontre du flux magnétique extérieur, en s'opposant à l'accroissement de ce dernier. Le

sens correspondant du courant (sens des aiguilles d'une montre) est déterminé d'après la règle du tire-bouchon. La naissance d'un courant dans le circuit soumet ce dernier à une force résistante dirigée dans le sens opposé à celui du mouvement du conducteur dans le champ magnétique (règle de la main gauche).

La relation entre la valeur de la force électromotrice induite et la vitesse de variation du flux magnétique dans le circuit fermé a été exprimée par Maxwell sous la forme suivante:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}. \qquad (5\text{-}10)$$

Elle est connue sous le nom de la *loi de l'induction électromagnétique.* L'équation (5-10) détermine non seulement la grandeur mais aussi le sens de la force électromotrice induite (conformément à la loi de Lenz). Si on dispose le tire-bouchon perpendiculairement au plan du circuit et si on le tourne de façon qu'il avance dans le plan du circuit dans le même sens que celui qui est adopté comme positif pour le flux magnétique, le sens de rotation du tire-bouchon coïncidera avec le sens qui doit être adopté comme positif pour la force électromotrice induite et le courant que cette dernière engendre.

Par exemple, si sur la fig. 5-4 on adopte comme sens positif du flux celui dirigé vers le lecteur, selon la règle du tire-bouchon le sens positif de la force électromotrice dans le circuit sera opposé à celui des aiguilles d'une montre. Lorsque le flux dirigé vers le lecteur augmente, l'accroissement du flux $d\Phi > 0$ et puisque $dt > 0$, d'après la formule (5-10) la force électromotrice $e < 0$, c'est-à-dire a un sens opposé à celui choisi comme sens positif (sens des aiguilles d'une montre comme indiqué sur la fig. 5-4).

Si la bobine comporte n spires traversées par différents flux $\Phi_1, \Phi_2, \ldots, \Phi_n$, la force électromotrice de la bobine est calculée comme étant la somme de forces électromotrices créées dans les différentes spires, c'est-à-dire:

$$e = -\left(\frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} + \ldots + \frac{d\Phi_n}{dt}\right) = -\frac{d(\Phi_1 + \Phi_2 + \ldots + \Phi_n)}{dt}.$$

La somme algébrique des flux traversant toutes les spires de la bobine est appelée encerclement de flux et est désignée par la lettre Ψ.

Si toutes les n spires sont traversées par le même flux Φ (fig. 5-5), on a

$$\Psi = n\Phi. \qquad (5\text{-}11)$$

Si une partie des spires n_1 est traversée par un flux Φ_1, et l'autre partie n_2 par un autre flux Φ_2 (fig. 5-6), etc., on a

$$\Psi = \sum (n_k\Phi_k). \qquad (5\text{-}12)$$

L'introduction de cette nouvelle grandeur permet d'écrire la formule de la force électromotrice induite obtenue plus haut sous une forme générale:

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}, \tag{5-13}$$

c'est-à-dire que la force électromotrice induite dans un circuit fermé est égale en grandeur à la vitesse d'accroissement du flux total coupant ce circuit mais est de signe contraire dont le sens est évidemment le même que dans la formule initiale (5-10).

C'est la forme la plus générale de la *loi de l'induction électromagnétique.*

Dans les machines électriques à courant continu (comme dans certaines machines à courant alternatif) la variation du flux magnétique à travers le circuit provient du mouvement des conducteurs

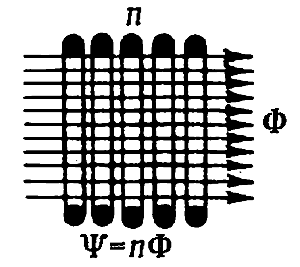


Fig. 5-5. Les spires de la bobine sont traversées par un flux homogène

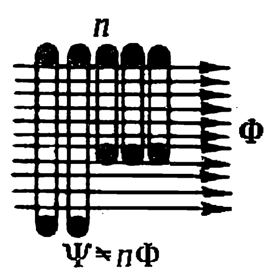


Fig. 5-6. Les spires de la bobine sont traversées par des flux différents

dans le champ magnétique des électro-aimants, ces conducteurs étant disposés perpendiculairement à la direction des lignes de force et le sens de leur mouvement étant perpendiculaire à la direction des lignes de force et à la direction de l'axe du conducteur.

Pour ce cas il est plus commode de transformer l'équation (5-10) de la façon suivante. En un temps infiniment petit dt le conducteur (fig. 5-7) se déplacera d'une distance $dx = vdt$ où v est la vitesse constante du conducteur. Si le long du conducteur l'induction magnétique B est la même en tous les points (dans les limites de la largeur l du pôle), l'accroissement du flux magnétique dans le circuit pendant le temps dt sera

$$d\Phi = B\,dS = Bl\,dx = Blv\,dt$$

et, par conséquent, d'après l'équation (5-10)

$$E = -Blv,$$

où la force électromotrice est désignée par une lettre majuscule car elle est constante.

Si les lignes de force sont dirigées vers le plan de la feuille (sur la fig. 5-7 les lignes sont marquées par des croix), d'après la loi de Lenz la force électromotrice sera dirigée dans le circuit dans le sens opposé à celui des aiguilles d'une montre, c'est-à-dire qu'à son extrémité supérieure le fil recevra un potentiel supérieur et à son extrémité inférieure un potentiel inférieur.

Etant donné que cette force électromotrice est due au mouvement de cette partie du circuit qui se trouve dans le champ magnétique, on peut admettre qu'elle naît justement dans cette partie du circuit,

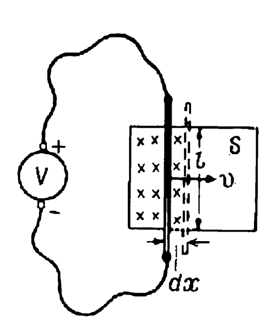


Fig. 5-7. Naissance d'une force électromotrice lors du déplacement du conducteur perpendiculairement à la direction du champ magnétique

Fig. 5-8. Règle de la main droite

c'est-à-dire on peut parler de l'apparition d'une force électromotrice induite dans un conducteur qui coupe les lignes de force que ce conducteur fasse partie d'un circuit fermé quelconque ou non. Mais dans ce cas, le signe moins dans l'expression de la force électromotrice n'est plus clair et pour cela on l'ommet généralement et on écrit simplement

$$E = Blv. \qquad (5\text{-}14)$$

Pour déterminer le sens de la force électromotrice induite on se sert de la *règle de la main droite* (fig. 5-8): si on place la main droite de façon que les lignes de force pénètrent dans la main par la paume et le pouce écarté indique le sens du mouvement du conducteur, les quatre doigts tendus indiqueront le sens de la force électromotrice induite.

Si tout au long du conducteur l'induction magnétique n'est pas la même, l'expression (5-14) peut être appliquée seulement à une portion de conducteur d'une longueur infiniment petite dl sous la forme suivante :

$$dE = Bv\,dl \qquad (5\text{-}15)$$

et la valeur totale de la force électromotrice induite dans le conducteur sera déterminée par la formule

$$E = \int_0^l Bv\,dl. \tag{5-16}$$

La même formule permet de calculer la force électromotrice même au cas où la vitesse de mouvement des différents points du conducteur n'est pas la même.

Un générateur électrique à courant continu travaillant dans les conditions normales fournit un courant dont le sens dans chaque conducteur de l'induit coïncide avec celui de la force électromotrice induite. La présence de ce courant soumet les conducteurs de l'induit à des forces qui tendent (selon la loi de Lenz) à s'opposer à la rotation, c'est-à-dire qui sont dirigées en sens inverse de celui de la vitesse de mouvement des conducteurs de l'induit. Si on applique aux bornes du générateur une tension extérieure dont la valeur est supérieure à celle de la force électromotrice du générateur et qui est opposée à cette dernière, les courants dans les conducteurs du générateur changeront de sens. Il en résultera que les forces agissant sur le conducteur changeront également de sens: de forces résistantes qu'elles étaient, elles deviendront forces motrices, et le générateur se transformera en un moteur électrique. De cette façon, la même machine électrique peut travailler comme générateur et comme moteur. En cela réside le *principe de la réversibilité* des machines électriques énoncé pour la première fois par Lenz et développé de façon plus détaillée par l'académicien russe Jacobi.

Les courants induits peuvent naître non seulement dans les conducteurs et dans les bobines des machines et des appareils électriques et dans les fils de lignes mais aussi dans n'importe quel corps conducteur qui se trouve dans un champ magnétique variable. Dans ce cas les courants induits se ferment suivant des parcours qui dans la plupart des cas peuvent difficilement être déterminés. Ces courants sont appelés *courants de Foucault.* Le calcul de la puissance des courants de Foucault naissant dans les noyaux en acier des transformateurs, dont les enroulements sont alimentés par le courant alternatif, a une grande importance pratique (§ 10-4).

5-4. Inductance

D'après la loi de l'induction électromagnétique tout changement d'un flux magnétique traversant un circuit provoque dans ce dernier une force électromotrice

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}. \tag{5-17}$$

Il est sans importance que le flux magnétique soit créé par le courant dans un autre conducteur, ou par un aimant quelconque, ou enfin par le courant dans le même circuit. Dans ce dernier cas le phénomène est appelé induction propre (auto-induction ou self-induction).

Si le champ magnétique créé par un conducteur se trouve dans un milieu non ferromagnétique, le flux magnétique embrassé par ce conducteur et, par conséquent, l'encerclement de flux Ψ sont proportionnels au courant i dans le circuit. Le coefficient de proportionnalité entre Ψ et i ou, autrement dit, la relation

$$L=\frac{\Psi}{i} \tag{5-18}$$

est appelée *inductance* du circuit et est une grandeur constante pour le circuit donné. Pour cette raison la dérivée $\frac{d\Psi}{dt}$ peut être représentée sous la forme $L\frac{di}{dt}$ et la loi de l'induction électromagnétique prendra une forme particulière

$$e=-L\frac{di}{dt} \tag{5-19}$$

établissant une simple relation entre la force électromotrice d'auto-induction et la vitesse de variation du courant dans le circuit. Le signe moins indique que pour un accroissement du courant, $\frac{di}{dt}>0$, la force électromotrice d'auto-induction s'oppose au courant et que pour une diminution du courant, $\frac{di}{dt}<0$, elle a le même sens que le courant.

D'après l'équation (5-19), l'inductance peut être considérée comme le coefficient de proportionnalité entre la force électromotrice d'auto-induction et la vitesse de variation du courant dans le conducteur. Les deux définitions de l'inductance (5-18) et (5-19) amènent évidemment à la même dimension de cette grandeur

$$[L]=[\mathrm{Wb/A}]=[\mathrm{ohm}\cdot\mathrm{s}].$$

L'unité de l'inductance, égale à 1 ohm · s, est appelée *henry* (H).

Pour exprimer l'inductance il faut souvent se servir de la millième partie de cette unité de base, appelée millihenry (mH).

Selon la formule (5-18) pour une bobine dans laquelle toutes les spires sont traversées par un même flux magnétique, l'inductance

$$L=\frac{n\Phi}{i}. \tag{5-20}$$

Mais en utilisant la réluctance on peut lier le flux magnétique et le courant par la relation (4-20)

$$\Phi = \frac{in}{R_m},$$

d'où

$$\frac{\Phi}{i} = \frac{n}{R_m}$$

et, par conséquent,

$$L = \frac{n^2}{R_m}. \tag{5-21}$$

L'auto-induction joue dans les phénomènes électriques un rôle qui est en partie analogue à celui joué par l'inertie dans les phénomènes mécaniques. En effet, toute variation de vitesse v du mouvement d'un corps fait apparaître une force dite d'inertie

$$F = -m\frac{dv}{dt},$$

où m est la masse du corps, toute variation de courant dans le circuit étant liée à l'apparition d'une force électromotrice d'auto-induction

$$e = -L\frac{di}{dt}.$$

L'inductance L, comme la masse d'un corps, est un *paramètre* du système même, tandis que le deuxième facteur dans les deux expressions comparées caractérise la vitesse de variation de l'*état* de ce système.

Lors de la variation périodique du courant la force électromotrice d'auto-induction varie également périodiquement ; pour cette raison dans les circuits à courant alternatif, où le courant varie périodiquement, la force électromotrice d'auto-induction influe de façon continue sur le fonctionnement du circuit. Au contraire, dans le circuit à courant continu, elle se manifeste seulement au moment du branchement et du débranchement du récepteur d'énergie ou lors des variations de l'énergie absorbée. En particulier, lors du débranchement d'un récepteur à grande inductance (par exemple les électro-aimants des machines électriques) la F.E.M. d'auto-induction tend à maintenir le courant en voie de disparition et provoque un arc entre les contacts en train de se séparer. Cet arc fait fondre les contacts et pour cette raison les interrupteurs doivent être construits de façon que l'arc soit petit et de faible durée.

Pour calculer l'inductance d'une bobine on peut se servir de la formule (5-21). Calculons, par exemple, l'inductance d'une bobine toroïdale à noyau non ferromagnétique, en négligeant l'irrégularité

de la répartition du flux magnétique à travers la section du noyau, c'est-à-dire en faisant le calcul d'après la ligne magnétique moyenne. Dans ce cas, trouvons par la formule (4-19) la réluctance

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 S}$$

et, en introduisant cette expression dans la formule (5-21), on obtient

$$L = \frac{n^2 \mu_0 S}{l} = \frac{4\pi \cdot 10^{-9} n^2 S}{l} \ [H], \qquad (5\text{-}22)$$

où l est exprimé en centimètres et S en centimètres carrés.

Etant donné que $l = 2\pi r$, où r est le rayon de la ligne de force magnétique moyenne, on peut donner à la formule (5-22) la forme suivante:

$$L = \frac{2 \cdot 10^{-9} n^2 S}{r} \qquad (5\text{-}23)$$

Si la bobine a un noyau ferromagnétique, son inductance sera μ fois plus grande, c'est-à-dire sera exprimée par la formule

$$L = \frac{4\pi \cdot 10^{-9} \mu n^2 S}{l}. \qquad (5\text{-}24)$$

Mais puisque μ n'est pas une grandeur constante et dépend de l'intensité du champ, l'inductance d'une bobine à noyau ferromagnétique dépend aussi de l'intensité du champ, c'est-à-dire du courant magnétisant.

L'apparition d'un champ magnétique est liée à une perte d'énergie emmagasinée dans le champ magnétique. Il est facile d'obtenir l'expression de cette réserve d'énergie en considérant la naissance d'un champ dans un circuit fermé ou dans une bobine à résistance minime R qui peut être négligée. Pour maintenir le courant dans un tel circuit il faut appliquer à ce dernier une tension

$$u = \frac{d\Psi}{dt}$$

qui compense la force électromotrice d'auto-induction. L'énergie qui arrive dans le champ magnétique pendant un temps infiniment petit dt, sera:

$$dW = ui\, dt = \frac{d\Psi}{dt} i\, dt = i\, d\Psi, \qquad (5\text{-}25)$$

où $d\Psi$ est l'accroissement de l'encerclement de flux pendant le temps dt; plus l'encerclement de flux croît, plus le courant i augmente. L'énergie emmagasinée dans le champ magnétique lors de la variation de l'encerclement de flux depuis zéro jusqu'à la valeur arbi-

traire Ψ sera exprimée par la formule

$$W=\int_0^{\Psi} i\,d\Psi. \tag{5-26}$$

Si Ψ est proportionnel à i, ce qui a lieu dans un milieu non ferromagnétique et approximativement aussi dans un milieu ferromagnétique dans les limites de la partie rectiligne de la courbe de magnétisation, on a

$$\Psi=Li \text{ et } d\Psi=L\,di,$$

donc

$$W=\int_0^{I} Li\,di=\frac{LI^2}{2}. \tag{5-27}$$

Remarquons que cette expression est écrite de façon analogue à l'expression de l'énergie cinétique d'un corps en mouvement:

$$W=\frac{mv^2}{2}.$$

Vu que $L=\frac{\Psi}{I}$ on peut donner à cette expression la forme suivante:

$$W=\frac{I\Psi}{2}. \tag{5-28}$$

5-5. Inductance mutuelle

Si deux circuits, par exemple les bobines A et B (fig. 5-9), sont situés l'un par rapport à l'autre de façon que le flux magnétique de l'un (A) traverse partiellement l'autre (B), toute variation du courant dans le premier circuit aura pour suite la variation du flux qui traverse le second circuit, ce qui fera apparaître dans ce dernier une force électromotrice induite. Par contre, la variation du courant dans le second circuit provoquera une variation du flux magnétique traversant le premier circuit et la naissance, dans ce dernier, d'une force électromotrice induite. L'induction électromagnétique est alors appelée induction mutuelle.

Admettons que le courant i_1 de la bobine A crée dans la bobine B un flux magnétique Φ_{12} (représenté par les lignes continues) qui forme avec les spires de la bobine B un encerclement de flux

$$\Psi_{12}=n_{12}\Phi_{12} \tag{5-29}$$

proportionnel au courant i_1. Le coefficient de proportionnalité M entre ces deux grandeurs ou le rapport de l'encerclement de flux Φ_{12} au courant i_1 qui le crée est appelé *inductance mutuelle* des circuits A et B et a la même dimension que l'inductance, c'est-à-dire

est exprimé en henrys. De cette façon on a

$$\Psi_{12} = Mi_1. \tag{5-30}$$

L'inductance mutuelle M des deux bobines dépend du nombre de spires de l'une et de l'autre bobine, de leurs dimensions, de leur position réciproque et de la perméabilité magnétique du milieu qui les sépare. Dans un milieu non ferromagnétique, c'est-à-dire pour une perméabilité constante et pour une position réciproque invariable des bobines, leur induction mutuelle M est constante et ne dépend pas du courant traversant l'une ou l'autre bobine.

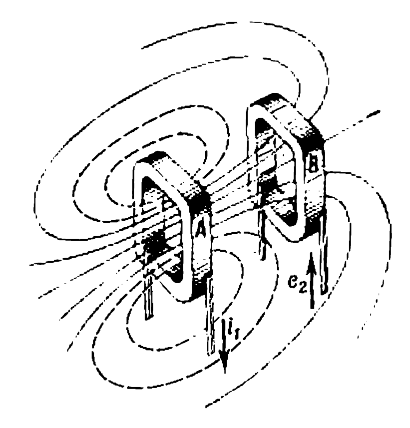


Fig. 5-9. Inductance mutuelle de deux bobines

Nous allons montrer que l'inductance mutuelle sera la même indépendamment du fait qu'elle lie l'encerclement de flux Ψ_{12} de la bobine B au courant i_1 dans la bobine A qui crée Ψ_{12} ou qu'elle lie l'encerclement de flux Ψ_{21} de la bobine A au courant i_2 dans la bobine B qui crée Ψ_{21}. Pour s'en rendre compte notons que le flux magnétique

$$\Phi_{12} = \frac{n_1 i_1}{R_m}$$

et que le flux magnétique

$$\Phi_{21} = \frac{n_2 i_2}{R_m},$$

où R_m est la réluctance de l'ensemble.

Les encerclements de flux correspondants sont:

$$\Psi_{12} = n_2 \Phi_{12} = \frac{n_1 n_2 i_1}{R_m}$$

et

$$\Psi_{21} = n_1 \Phi_{21} = \frac{n_2 n_1 i_2}{R_m}.$$

En les divisant respectivement par i_1 et i_2 nous obtenons la même expression

$$M = \frac{\Psi_{12}}{i_1} = \frac{\Psi_{21}}{i_2} = \frac{n_1 n_2}{R_m} \tag{5-31}$$

qui montre que l'inductance mutuelle de deux circuits est la même quelle que soit la bobine qui crée le flux magnétique.

Considérons maintenant les forces électromotrices dues à l'induction mutuelle. Lorsque l'encerclement de flux Ψ_{12} de la bobine B varie, une force électromotrice y est induite

$$e_2 = -\frac{d\Psi_{12}}{dt}$$

qui d'après la formule (5-30) peut être exprimée par la relation

$$e_2 = -M\frac{di_1}{dt}, \qquad (5\text{-}32)$$

c'est-à-dire que la force électromotrice d'induction mutuelle qui apparaît dans l'un des deux circuits couplés par induction est proportionnelle à la vitesse de variation de courant dans l'autre circuit. De cette façon, l'inductance mutuelle peut être considérée comme le coefficient de proportionnalité entre la force électromotrice d'induction mutuelle qui naît dans un circuit et la vitesse de variation de courant dans l'autre circuit.

Evidemment, la force électromotrice d'induction mutuelle qui naît dans la bobine A, lorsque le courant varie dans la bobine B, est exprimée de façon analogue :

$$e_1 = -M\frac{di_2}{dt}. \qquad (5\text{-}33)$$

Pour calculer l'inductance mutuelle on peut se servir de la formule (5-31). Calculons, par exemple, l'inductance mutuelle des deux bobines qui ont un noyau annulaire commun à perméabilité magnétique relative μ_r et dont la réluctance est :

$$R_m = \frac{l}{S\mu_0\mu_r}.$$

En introduisant cette expression dans la formule (5-31) et en tenant compte du fait que $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-9}$, nous obtenons

$$M = \frac{4\pi\cdot10^{-9}\mu_r n_1 n_2 S}{l}. \qquad (5\text{-}34)$$

Dans le cas d'un noyau non ferromagnétique il faut adopter dans cette formule $\mu_r = 1$, cependant elle ne sera suffisamment exacte que pour une répartition uniforme de deux enroulements sur le noyau. Dans le cas d'un noyau ferromagnétique la répartition des enroulements n'a pas une grande importance, par contre l'inductance mutuelle par suite de la non-constance de μ_r dépendra de l'intensité du champ magnétique.

Le phénomène de l'induction mutuelle est utilisé dans les transformateurs destinés à transformer le courant alternatif d'une tension en courant alternatif d'une autre tension supérieure ou inférieure.

Dans certaines conditions, l'induction mutuelle peut être un phénomène nuisible. Par exemple, lorsqu'une ligne téléphonique est placée sur une certaine longueur parallèlement à une ligne de courant alternatif, il peut naître dans la ligne téléphonique des courants induits qui provoquent un bruit dans le téléphone ou même des tensions dangereuses pour les usagers.

5-6. Calculs des forces électromagnétiques

Les corps ferromagnétiques et les conducteurs parcourus par un courant qui se trouvent dans un champ magnétique sont soumis à l'action de forces mécaniques qui, dans ce cas, sont appelées *forces électromagnétiques.* Indiquons, comme force électromagnétique la force d'attraction d'une armature par un électro-aimant, c'est-à-dire la *force portante* de ce dernier.

Nous allons montrer qu'entre la force électromagnétique et la réserve d'énergie dans un champ magnétique il existe une relation

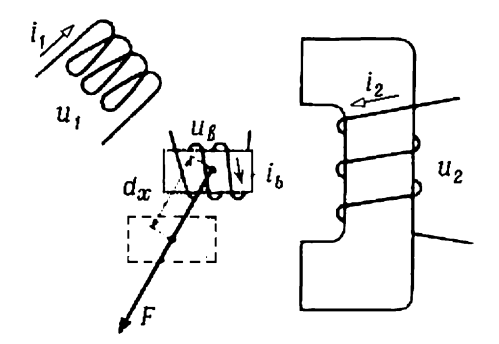


Fig. 5-10. Force électromagnétique

qui permet de trouver facilement la force électromagnétique si la réserve d'énergie du champ est exprimée par une coordonnée qui détermine la position dans un système de l'élément sur lequel agit la force électromagnétique.

Admettons que le système comporte n bobines (ou circuits) connectées aux sources d'énergie et plusieurs corps ferromagnétiques (fig. 5-10). Admettons également que pendant le temps infiniment petit dt, le corps (ou la bobine), pour lequel on détermine la force F, a reçu dans la direction de cette force un accroissement infiniment petit dx de sa coordonnée tandis que la position de tous les autres corps et bobines est restée la même. Pendant ce temps le système recevra des sources l'énergie $\sum_{k=1}^{n} U_b i_b dt$, dont une partie

égale à $\sum_{k=1}^{n} R_b i_b^2 dt$ représente les pertes thermiques dans les bobines Le reste d'énergie sera dépensé pour accomplir le travail mécanique Fdx et pour augmenter l'énergie du champ magnétique dW. De cette façon,

$$\sum_{k=1}^{n} u_b i_b \, dt - \sum_{k=1}^{n} R_b i_b^2 \, dt = F \, dx + dW$$

ou

$$\sum_{k=1}^{n} i_b (u_b - R_b i_b) \, dt = F \, dx + dW. \tag{5-35}$$

Mais puisque la tension aux bornes d'une bobine quelconque se compose de la chute de tension dans sa résistance et de la composante qui compense la force électromotrice induite, c'est-à-dire

$$u_b = R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt},$$

on a

$$(u_b - R_b i_b) \, dt = \frac{d\Psi_b}{dt} dt = d\Psi_b$$

et, par conséquent,

$$F \, dx + dW = \sum_{k=1}^{n} i_b \, d\Psi_b.$$

En mettant dW dans la partie droite de l'égalité et en divisant les deux parties par dx on obtient la relation cherchée

$$F = \sum_{k=1}^{n} i_b \frac{d\Psi_b}{dx} - \frac{dW}{dx}. \tag{5-36}$$

La ligne générale de notre raisonnement restera valable si on suppose que les tensions appliquées aux bobines sont réglées de telle façon que lors du déplacement considéré tous les flux magnétiques restent invariables et, par conséquent, toutes les expressions $\frac{d\Psi_b}{dx} = 0$. L'expression de la force électromagnétique devient alors très simple:

$$F = -\frac{dW}{dx}. \tag{5-37}$$

Utilisons cette expression pour trouver la force d'attraction de l'armature au pôle de l'électro-aimant (fig. 5-11). Si lors du déplacement de l'armature (vers le haut) d'une distance dx le flux magnétique ne change pas, la réserve d'énergie dans le champ magnétique

diminue par suite de la diminution du volume de l'entrefer d'une valeur $dV = Sdx$ où S est la surface du pôle.

La réserve d'énergie dans l'entrefer doit être fonction de la grandeur principale qui caractérise l'intensité du champ magnétique, c'est-à-dire de l'induction magnétique. Pour trouver cette relation adressons-nous de nouveau au champ magnétique d'une bobine annulaire avec noyau non ferromagnétique où l'induction magnétique est liée au courant magnétisant par le rapport le plus simple:

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 n I}{l},$$

d'où

$$I = \frac{Bl}{\mu_0 n}. \tag{5-38}$$

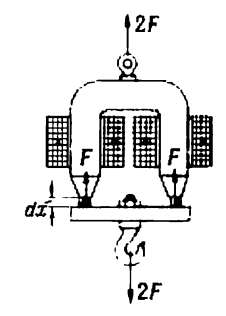


Fig. 5-11. Force portante d'un électro-aimant

En utilisant la relation (5-28) et en tenant compte du fait que $\Psi = n\Phi = nBS$, nous obtenons l'expression suivante pour la réserve d'énergie dans le champ magnétique:

$$W = {}^1/_2 \frac{Bl}{\mu_0 n} nBS = \frac{B^2 Sl}{2\mu_0} = \frac{B^2 V}{2\mu_0}, \tag{5-39}$$

où $V = Sl$ est le volume occupé par le champ magnétique. Puisque $\frac{1}{\mu_0} = 0{,}8 \cdot 10^8$, on a

$$W = 0{,}4 \cdot 10^8 B^2 V. \tag{5-40}$$

En appliquant cette formule à l'entrefer de l'électro-aimant dont le volume $dV = Sdx$, on trouve que l'accroissement négatif (la diminution) de l'énergie de son champ magnétique, lors du déplacement considéré dx, s'exprime par la formule

$$dW = -0{,}4 \cdot 10^8 B^2 S\, dx.$$

En introduisant cette expression dans la formule (5-37) on obtient pour chaque pôle

$$F = 0{,}4 \cdot 10^8 B^2 S \text{ [J/cm]}, \tag{5-41}$$

où B est exprimé en Wb/cm². Etant donné que 1 J/cm = 10,2 kgf et 1 Wb/cm² = 10^8 Gs on a

$$F \approx 4 \left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 S \text{ [kgf]}, \tag{5-42}$$

où B est exprimé en Gs et S en cm².

5-7. Branchement et court-circuitage de circuits comportant une inductance

Lors de la fermeture d'un circuit à inductance négligeable (fig. 5-12), le courant s'y établit pratiquement instantanément. Mais au fur et à mesure que l'inductance croît, elle influe de plus en plus sur le phénomène d'établissement du courant. La force électromotrice d'auto-induction

$$e = -L\frac{di}{dt},$$

qui est opposée au courant, retarde l'accroissement de ce dernier. En un instant quelconque t le courant i est déterminé par la somme

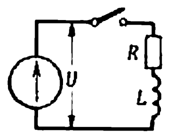


Fig. 5-12. Enclenchement d'un circuit constitué par une self-inductance

algébrique de la tension U appliquée au circuit et de la force électromotrice d'auto-induction e. On a

$$i = \frac{U - L\frac{di}{dt}}{R},$$

où R est la résistance du circuit.

D'où la vitesse d'accroissement du courant

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - iR}{L}. \tag{5-43}$$

Plus R est petit, L étant constant, plus grand sera $\frac{di}{dt}$ pour un même courant i ; remarquons que même pour $R = 0$ la vitesse d'accroissement du courant a une valeur finie qui est maximale:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max} = \frac{U}{L}. \tag{5-44}$$

Cela signifie qu'à l'enclenchement du circuit, le courant ne s'y établit pas instantanément mais croît progressivement depuis zéro. (En effet, un saut de courant à l'enclenchement donnerait à la vitesse de sa variation une valeur infiniment grande, au moins supérieure à la valeur limite que nous venons de trouver.) L'existence d'une vitesse limite de variation du courant amène à une loi plus générale selon laquelle dans une portion de circuit où $L \neq 0$ le courant ne peut pas varier par sauts.

D'après la formule (5-43) pour $R \neq 0$, la vitesse d'accroissement du courant diminuera avec l'accroissement du courant; mais au moment initial lorsque on a encore $i = 0$, elle a déjà la valeur maximum trouvée

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max} = \frac{U}{L}.$$

Pour tracer la courbe d'accroissement du courant, il faut résoudre l'équation différentielle (5-43). En séparant les variables on trouve

$$\frac{di}{\frac{U}{R} - i} = \frac{R}{L} dt,$$

la grandeur $\frac{U}{R} = I$ est égale au courant en régime permanent. De plus on a

$$di = -d\left(\frac{U}{R} - i\right) = -d(I - i)$$

et, par conséquent,

$$\frac{d(I-i)}{I-i} = -\frac{R}{L} dt.$$

En intégrant cette équation on obtient

$$\ln(I - i) = -\frac{R}{L} t + \ln N$$

ou

$$\ln \frac{I-i}{N} = -\frac{R}{L} t,$$

où $\ln N$ est la constante d'intégration. En passant du logarithme népérien à la fonction exponentielle on trouve

$$I - i = Ne^{-\frac{t}{\tau}}, \qquad (5\text{-}45)$$

La grandeur $\tau = \frac{L}{R}$ qui a la dimension du temps est appelée constante de temps et représente un intervalle de temps durant lequel $e^{-\frac{t}{\tau}}$ diminue de e fois, c'est-à-dire d'environ jusqu'à 0,37 de sa valeur initiale.

Pour déterminer la constante N revenons aux conditions initiales: pour $t = 0$, le courant $i = 0$ et, suivant la formule (5-45), $N = I = \frac{U}{R}$. De cette façon, l'équation de l'accroissement du courant sera:

$$i = I\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = \frac{U}{R}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \qquad (5\text{-}46)$$

La fig. 5-13 donne la courbe d'accroissement du courant exprimée par cette équation.

Le phénomène de l'accroissement du courant sera pratiquement terminé pour $t = 3\tau$, car à ce moment $i = 0{,}95I$, c'est-à-dire qu'il est seulement inférieur de 5% à l'intensité de régime permanent.

Cet accroissement progressif du courant dans un circuit doté d'inductance a souvent une grande importance pratique, car de

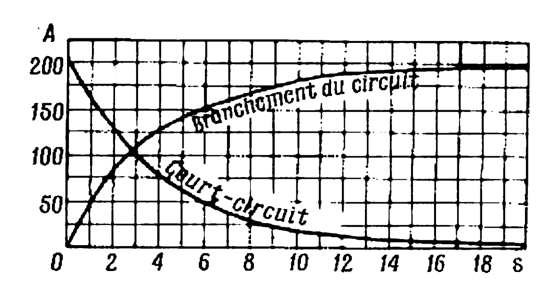


Fig. 5-13. Courbes de courant lors du branchement et du court-circuitage d'un circuit constitué par une self-inductance

nombreux dispositifs de commande, de signalisation, etc. (par exemple, le système de commande automatique d'une machine-outil pour l'usinage des métaux) présentent des circuits à grande inductance. L'accroissement progressif du courant dans ces derniers provoque une certaine inertie électromagnétique du mécanisme de

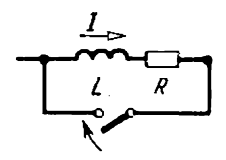


Fig. 5-14. Court-circuitage d'un circuit constitué par une self-inductance

commande: entre la fermeture du circuit du courant et le fonctionnement du mécanisme passe un certain temps dont il faut tenir compte.

Si une portion de circuit comprenant une résistance et une inductance et parcourue par un courant I (fig. 5-14) est court-circuitée, le courant disparaîtra dans cette portion de circuit. Le courant de la source passera par le conducteur qui assure le court-circuitage Mais la force électromotrice d'auto-induction qui prend naissance lors de la disparition du courant maintiendra pendant un certain

temps, dans la portion de circuit court-circuité, un courant de même sens. Selon la loi d'Ohm on aura

$$i = \frac{e}{R};$$

et puisque

$$e = -L\frac{di}{dt},$$

on a

$$i = -\frac{L}{R}\frac{di}{dt}$$

ou

$$\frac{di}{i} = -\frac{R}{L}\,dt.$$

Cette équation différentielle a pour solution

$$\ln i = -\frac{R}{L}t + \ln N$$

ou

$$\ln\frac{i}{N} = -\frac{R}{L}t,$$

ou

$$i = Ne^{-\frac{t}{\tau}},$$

où la constante de temps $\tau = \frac{L}{R}$ ne diffère pas de la constante de temps lors de la fermeture du circuit. Etant donné qu'à l'instant initial le courant dans l'inductance ne peut pas varier brusquement, pour $t = 0$ le courant est égal à la valeur du courant I qui passait juste avant l'instant du court-circuitage, d'où

$$N = I;$$

l'équation de la diminution du courant prend la forme suivante:

$$i = Ie^{-\frac{t}{\tau}} \tag{5-47}$$

ou

$$i = \frac{U}{R}e^{-\frac{t}{\tau}},$$

où U est la tension entre les extrémités de la portion de circuit avant le court-circuit. La fig. 5-13 montre la courbe de diminution du courant lorsque sa valeur initiale était de 200 A et pour une constante de temps de 4 secondes.

Chapitre VI

CAPACITÉ DANS LES DISPOSITIFS ÉLECTROTECHNIQUES ET PROBLÈMES DE L'ISOLEMENT

6-1. Champ électrique

En électrotechnique la théorie du champ électrique a une valeur pratique surtout comme théorie du champ de force dans un milieu isolant qui sépare les conducteurs se trouvant sous tension. Les problèmes du champ électrique ont une importance particulièrement grande pour les dispositifs à haute tension où il faut que la rigidité diélectrique de l'isolement corresponde à l'intensité du champ électrique dans le dispositif donné. De plus, dans les installations à courant alternatif les courants capacitifs créés par les variations des charges des capacités de différents éléments de l'installation électrique ont une grande importance. Il est donc important de savoir calculer les capacités des dispositifs électriques et de connaître le rôle de ces capacités dans les phénomènes électriques.

Deux grandeurs vectorielles, l'intensité du champ électrique **E** et le déplacement électrique **D**, sont essentielles pour le calcul des conditions existant dans un champ électrique.

La grandeur principale qui caractérise le champ électrique est son intensité

$$E = \frac{dU}{dl}, \tag{6-1}$$

c'est-à-dire la tension par unité de longueur de la ligne de force du champ électrique. Si on exprime les longueurs en centimètres, il faut adopter comme unité d'intensité du champ le volt par centimètre (V/cm). L'intensité du champ est généralement considérée comme étant le vecteur **E** dont la direction coïncide avec celle de la ligne de force au point donné du champ.

La seconde grandeur qui caractérise l'état électrique du milieu au point considéré du champ est le vecteur de déplacement électrique **D** qui est lié au vecteur **E** par la relation

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \tag{6-2}$$

où ε est la permittivité absolue du matériau isolant qui dans le système MKSA a la dimension de $\frac{\mathrm{C}}{\mathrm{V \cdot cm}}$ (C coulomb).

Il en résulte que le déplacement électrique a pour unité

$$\frac{\mathrm{C}}{\mathrm{V\cdot cm}}\cdot\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{cm}}=\frac{\mathrm{C}}{\mathrm{cm^2}},$$

c'est-à-dire que la dimension du déplacement est la même que celle de la densité électrique superficielle de la charge.

La permittivité absolue du milieu ε est le produit de deux grandeurs :

$$\varepsilon=\varepsilon_0\varepsilon_r.$$

La *permittivité du vide* ε_0 est le coefficient de proportionnalité entre l'intensité du champ et le déplacement en tous les points de l'espace où il ne faut pas tenir compte de l'influence des charges intramoléculaires et intra-atomiques du milieu sur le champ électrique. La *permittivité relative* ε_r est une grandeur sans dimension à l'aide de laquelle lors des calculs on prend en considération l'influence des charges intramoléculaires et intra-atomiques du milieu sur le champ électrique. Cette influence est absente dans le vide et, par conséquent, dans le vide $\varepsilon_r = 1$ et la permittivité absolue du vide est égale à ε_0.

La permittivité relative de toutes les substances est toujours supérieure à l'unité.

Tableau 6-1

Permittivité relative de certains matériaux

Diélectrique	Permittivité relative
Huile pour transformateurs	2,2
Chlorure de vinyle . .	3,0 à 5,0
Caoutchouc . .	2,6 à 3,0
Porcelaine	5,5 à 6,0
Mica	5,5 à 7,5
Marbre . . .	7,0 à 8,0
Asbotextolite	8,0

Le tableau 6-1 donne les valeurs de ε_r pour certains matériaux isolants.

Pour le calcul de l'intensité du champ électrique dans certains cas on peut utiliser le théorème de Gauss connu du cours de physique : le flux du vecteur de déplacement à travers une surface fermée quelconque est égal à la somme algébrique des charges intérieures à cette surface. Ce théorème est exprimé par l'équation

$$\oint_S \mathbf{D}\,d\mathbf{S}=\oint_S D_n\,dS=Q, \tag{6-3}$$

où dS est un élément de la surface fermée S, D_n est la composante du vecteur **D** normale à cet élément et Q est la somme algébrique des charges intérieures à la surface S.

Si cette surface est choisie de façon qu'en tous ses points le vecteur **D** est dirigé normalement à celle-ci, on a $D_n = D$. Si, en plus,

par suite de telle ou autre symétrie, on peut affirmer qu'en tous les points de la surface S le vecteur **D** a la même valeur D, la grandeur D peut être placée hors du signe de l'intégrale. Dans ce cas $\oint dS$, qui représente la somme de tous les éléments de la surface, peut être remplacée par la grandeur S, c'est-à-dire

$$\oint_S D_n\, dS = DS$$

et le théorème de Gauss devient

$$DS = Q \tag{6-4}$$

ou

$$D = \frac{Q}{S}. \tag{6-5}$$

En divisant les deux membres de cette équation par ε, on obtient

$$E = \frac{Q}{\varepsilon S}. \tag{6-6}$$

6-2. Propriétés électriques des matériaux isolants

L'intensité du champ électrique dans un diélectrique est limitée: pour une certaine intensité du champ il y a *perforation*, c'est-à-dire destruction locale du diélectrique et ce dernier perd ses propriétés isolantes. Cette intensité limite du champ électrique pour un diélectrique donné est appelée *rigidité diélectrique*.

La rigidité diélectrique d'un isolant n'est pas une grandeur constante. Elle dépend de plusieurs circonstances. Dans un champ non uniforme elle n'est pas la même que dans un champ uniforme: pour une tension alternative elle est plus petite que pour une tension continue et dépend de la vitesse de variation de la tension ainsi que de la durée de l'application de cette tension. En plus, sur la valeur de la rigidité diélectrique influent la température et l'humidité de l'isolant et, dans certains cas, l'épaisseur de ce dernier. La rigidité diélectrique des gaz sous pression dépend encore de cette pression.

Les causes d'une perforation peuvent être différentes. Dans certains cas, le coefficient de température négatif de la résistance de l'isolant influe sur les isolants solides: avec l'élévation de la tension, le courant, tout à fait négligeable à basse tension, croît non pas proportionnellement à la tension mais plus rapidement en provoquant l'échauffement du diélectrique et pouvant amener ainsi l'altération thermique de ce dernier (carbonisation ou fendillement) ; c'est la *perforation thermique*.

Dans d'autres cas, le percement est provoqué par l'ionisation par chocs des molécules du diélectrique, c'est-à-dire la transformation

de ces dernières en ions lors de la collision avec les ions contenus dans le diélectrique et qui acquièrent une grande vitesse sous l'action d'un fort champ électrique. C'est la *perforation électrique* (décharge disruptive).

Dans de nombreux diélectriques rigides l'une ou l'autre forme de perforation peut avoir lieu en fonction de l'intensité du champ et de la durée de son action sur le diélectrique. La perforation électrique demande des intensités du champ beaucoup plus grandes et, par conséquent, des tensions beaucoup plus élevées que la perforation thermique ; par contre, la durée de l'action du champ sur le diélectrique peut être plus petite. On entend par rigidité diélectrique des isolants solides, s'il n'y a pas d'autres facteurs en jeu, l'intensité minimale d'un champ uniforme qui provoque la perforation lors d'une action suffisamment prolongée.

La rigidité diélectrique des isolants liquides dépend beaucoup de la présence d'humidité ou d'impuretés solides, surtout si les isolants sont hygroscopiques. Pour cette raison, l'huile minérale avec laquelle on remplit les bacs de transformateurs et de disjoncteurs à l'huile demande à être purifiée et séchée de façon minutieuse. La perforation des liquides est thermique.

Dans un champ non uniforme la perforation a lieu de façon un peu différente que dans un champ uniforme. Il arrive facilement que dans une partie du diélectrique l'intensité du champ dépasse la rigidité diélectrique tandis que dans une autre partie elle reste plus petite. Dans ce cas, la destruction du diélectrique a lieu non pas suivant toute son épaisseur, mais est limitée au domaine où le champ est le plus intense.

La rigidité diélectrique des gaz (y compris l'air) dépend de la température et de la pression car le changement de ces facteurs modifie la longueur du parcours libre des ions entre les collisions.

Pour la pression atmosphérique et une température de 20° C, la rigidité diélectrique de l'air dans un champ électrique constant et pour une distance entre les conducteurs dépassant le centimètre est d'environ 30 kV/cm.

Tout matériau isolant est destiné à séparer les pièces conductrices des dispositifs électriques, pièces qui se trouvent pendant le fonctionnement à des potentiels différents, ainsi qu'à protéger les personnes contre le contact avec ces pièces. On détermine si ces matériaux conviennent à l'utilisation non seulement d'après leur rigidité diélectrique mais aussi d'après leur résistivité. En plus de la résistivité volumique que l'on détermine pour les diélectriques de la même façon que pour les conducteurs, il faut également tenir compte de la *résistivité superficielle*. La résistance de la couche superficielle est proportionnelle à la longueur de l'itinéraire l du courant le long de la surface et inversement proportionnelle à la largeur b de cette

surface; par conséquent, elle peut être exprimée par la formule

$$R_S = \rho_S \frac{l}{b},$$

où ρ_S est la résistivité superficielle du matériau donné.

On voit d'après cette formule que la résistivité superficielle est exprimée en ohms. Le tableau 6-2 donne la résistivité volumique et la résistivité superficielle de certains matériaux isolants.

En plus de la tâche principale indiquée dans le paragraphe précédent, les matériaux isolants ou les pièces en matériaux isolants doivent remplir différentes fonctions auxiliaires ce qui fait qu'ils doivent répondre à de nombreuses exigences supplémentaires. Le choix du matériau isolant dans chaque cas est déterminé par l'ensemble des fonctions que celui-ci doit remplir. Ainsi, les isolateurs auxquels sont fixés les conducteurs des lignes aériennes doivent transmettre d'abord à la ferrure et puis au poteau l'effort provenant du poids du conducteur et de la pression due au vent; ils doivent donc posséder une résistance mécanique suffisante. L'isolation des fils qui amènent le courant à une lampe portative doit être suffisamment souple et l'isolation qui entoure les enroulements d'un puissant transformateur qui dégage une grande quantité de chaleur doit pouvoir évacuer cette chaleur d'une façon satisfaisante. Lors de la fabrication des condensateurs il est préférable d'utiliser des isolants à grande permittivité qui permet d'assurer plus facilement la capacité nécessaire. Dans les câbles, bien au contraire, une grande capacité n'est pas désirable et l'isolant doit avoir une permittivité aussi réduite que possible.

Tableau 6-2

Résistivité de certains matériaux isolants

Matériaux	Résistivité volumique, ohms·cm	Résistivité superficielle[1], ohms
Ardoise . . .	10^7 à 10^9	10^7 à 10^8
Marbre	10^9 à 10^{11}	10^{12} à 10^{14}
Porcelaine . .	10^{11} à 10^{15}	10^{13} à 10^{14}
Mica . . .	10^{13} à 10^{16}	10^{12} à 10^{15}

[1] A une humidité de 30 %.

Les *corps ferro-électriques* dont la permittivité dépend de l'intensité du champ électrique (fig. 6-1), de la même façon que la perméabilité des matériaux ferromagnétiques dépend de l'intensité du champ magnétique, forment un groupe spécial de diélectriques. Ce sont des substances à molécules polaires: sel de Seignette, titanate de baryum et certains autres.

La permittivité des corps ferro-électriques est de beaucoup supérieure à celle de tous les autres diélectriques. Ainsi, la permittivité relative du titanate de baryum est supérieure à 1 000. Cepen-

dant, avec l'accroissement de la température la permittivité des corps ferro-électriques tombe et pour une certaine température (+80° C pour le titanate de baryum) un corps ferro-électrique perd ses propriétés caractéristiques.

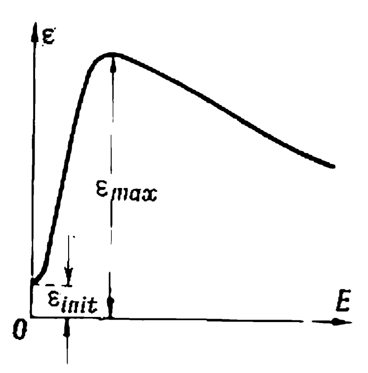


Fig. 6-1. Courbe de permittivité des corps ferro-électriques

6-3. Capacité et condensateurs

Deux conducteurs (électrodes) quelconques séparés par un diélectrique sont capables d'accumuler des charges libres de même grandeur et de signe opposé si on les connecte, même pour un certain temps, aux bornes d'une source d'énergie électrique. La grandeur des charges accumulées est alors proportionnelle à la tension entre les conducteurs, autrement dit le rapport de la charge Q à la tension U est pour les deux conducteurs donnés (ou pour le dispositif donné) une grandeur relativement constante qui est appelée capacité C. Ainsi on peut écrire

$$C = \frac{Q}{U} \tag{6-7}$$

L'unité de base de la capacité dans le système MKSA est 1 C/V appelé farad (F). Etant donné que c'est une très grande unité, on utilise généralement une unité égale à la millionnième partie du farad, le microfarad (μF), et même une unité égale à un millionnième de microfarad, le picofarad (pF).

Parmi les dispositifs possédant une capacité on peut indiquer une ligne à deux fils, un câble à deux âmes, y compris le câble *coaxial* dans lequel la deuxième âme est représentée par une enveloppe métallique qui entoure la première âme, ainsi que les dispositifs spécialement destinés à accumuler des charges libres et appelés *condensateurs*.

Si plusieurs condensateurs sont couplés en parallèle (fig. 6-2), leur *capacité équivalente* est égale à la somme des capacités de tous les condensateurs. En effet, tous les condensateurs se trouvent alors sous la même tension U et leur charge totale est égale à la somme des charges Q_1, Q_2, Q_3, etc., de chaque condensateur. Pour cette raison la capacité totale sera:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3 + \cdots}{U} = C_1 + C_2 + C_3. \tag{6-8}$$

Si tous les condensateurs sont couplés en série (fig. 6-3), la tension totale U est égale à la somme de tensions U_1, U_2, U_3, etc., aux bornes de chaque condensateur, c'est-à-dire

$$U = U_1 + U_2 + U_3.$$

En ce qui concerne la charge, elle est reçue depuis le secteur seulement par les armatures extérieures de deux condensateurs extrêmes, tandis que sur les autres armatures connectées deux par deux a lieu seulement un transport d'une même charge Q depuis l'armature

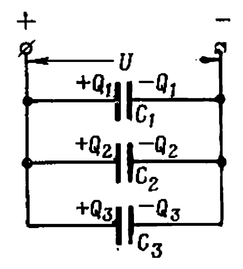


Fig. 6-2. Couplage en parallèle des condensateurs

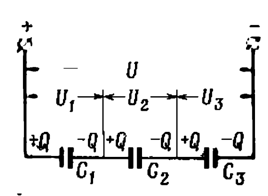


Fig. 6-3. Couplage en série des condensateurs

négative d'un condensateur vers l'armature positive de l'autre condensateur (ou inversement). Etant donné que la tension totale U est liée à la capacité totale du groupe de condensateurs par la relation

$$U = \frac{Q}{C},$$

et les tensions partielles U_1, U_2, U_3, ... sont liées aux capacités C_1, C_2, C_3, ... des condensateurs individuels par des relations analogues

$$U_1 = \frac{Q}{C_1}, \quad U_2 = \frac{Q}{C_2}, \quad U_3 = \frac{Q}{C_3}, \text{ etc.},$$

on a

$$\frac{Q}{C} = \frac{Q}{C_1} + \frac{Q}{C_2} + \frac{Q}{C_3} + \dots$$

ou

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots,$$

de façon que la capacité totale

$$C = \frac{1}{\sum_{k=1}^{n} \frac{1}{C_k}}. \qquad (6\text{-}9)$$

Si les capacités de n condensateurs sont les mêmes, on a

$$C=\frac{C_1}{n}, \qquad (6\text{-}10)$$

c'est-à-dire que la capacité totale du groupe de n condensateurs de même capacité couplés en série est n fois inférieure à la capacité de chaque condensateur pris séparément.

La capacité d'un condensateur dépend de ses dimensions et de sa forme et est proportionnelle à la permittivité du diélectrique qui sépare les lames. Pour la plupart des diélectriques la permittivité est une grandeur relativement constante. Pour cette raison, on peut considérer la capacité des condensateurs avec de tels diélectriques comme pratiquement constante et ne dépendant pas de la tension appliquée.

La capacité des condensateurs utilisant des substances ferroélectriques n'est plus constante mais dépend de la tension appliquée, et la courbe exprimant la relation entre ces grandeurs a la même forme que celle de ε_r en fonction de E comme le montre la fig. 6-1. De tels condensateurs *non linéaires* trouvent leur emploi dans différents dispositifs de commande automatique.

6-4. Condensateur plan

Le condensateur *plan* est constitué par deux armatures parallèles planes. On trouve de tels condensateurs dans n'importe quel appareil radio ou téléphone. Près des surfaces des armatures les lignes de force sont disposées normalement à ces surfaces, car dans le cas contraire l'intensité du champ à la surface des condensateurs aurait le long de ces surfaces une composante qui provoquerait un déplacement correspondant des charges (des électrons libres). Pour cette raison, si la distance entre les armatures d'un condensateur plan est petite par rapport aux dimensions des plaques, on peut considérer les lignes de force du champ électrique sur toute la longueur des armatures comme des droites perpendiculaires à celles-ci (fig. 6-4). Cela signifie que le champ d'un condensateur plan est uniforme, c'est-à-dire que l'intensité du champ E est la même en tous les points de l'espace entre les armatures. En négligeant le champ très faible en dehors de cet espace on peut considérer que le flux du vecteur **D** à travers la surface fermée, en pointillé sur la fig. 6-4, sera:

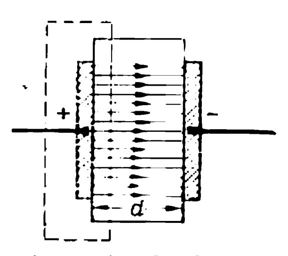


Fig. 6-4. Condensateur plan

$$N=DS=\varepsilon ES,$$

où S est la surface de la plaque.

En appliquant à cette surface le théorème de Gauss on trouve que

$$E = \frac{Q}{\varepsilon S}$$

et puisque d'autre part dans un champ uniforme on a

$$E = \frac{U}{d},$$

où d est la distance entre les armatures et U est la tension entre celles-ci ; on aura finalement

$$\frac{Q}{\varepsilon S} = \frac{U}{d},$$

et, en intervertissant εS et U, on obtient pour la capacité d'un condensateur plan l'expression

$$C = \frac{\varepsilon S}{d}. \tag{6-11}$$

Si le diélectrique d'un condensateur plan se compose de deux couches à permittivités différentes (fig. 6-5) et la surface limite

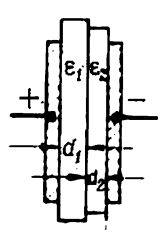


Fig. 6-5. Condensateur plan à diélectrique en deux couches

entre ces deux couches est parallèle aux lames du condensateur, d'après le théorème de Gauss on aura dans les deux couches le même déplacement

$$D = \frac{Q}{S},$$

tandis que l'intensité du champ ne sera pas la même. Dans la première couche on aura

$$E_1 = \frac{Q}{\varepsilon_1 S} \tag{6-12}$$

et dans l'autre

$$E_2 = \frac{Q}{\varepsilon_2 S}. \tag{6-13}$$

Etant donné que dans chaque couche le champ est uniforme, la tension appliquée au condensateur sera

$$U = E_1 d_1 + E_2 d_2 = \frac{Q\,d_1}{\varepsilon_1 S} + \frac{Q\,d_2}{\varepsilon_2 S} = \frac{Q}{S}\left(\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2}\right),$$

d'où

$$Q = \frac{U \cdot S}{\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2}}. \qquad (6\text{-}14)$$

En introduisant cette expression dans la formule (6-7) on obtient

$$C = \frac{S}{\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2}} = \frac{\varepsilon_0 S}{\frac{d_1}{\varepsilon_{r1}} + \frac{d_2}{\varepsilon_{r2}}}. \qquad (6\text{-}15)$$

En introduisant l'expression (6-14) dans les formules (6-12) et (6-13) on obtient

$$E_1 = \frac{U}{d_1 + d_2 \frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}}; \qquad (6\text{-}16)$$

$$E_2 = \frac{U}{d_2 + d_1 \frac{\varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r1}}}. \qquad (6\text{-}17)$$

Si l'une des couches isolantes est formée par de l'air pour lequel $\varepsilon_r = 1$ et l'autre couche est un diélectrique à grande permittivité, l'intensité du champ, comme on le voit d'après ces formules, sera plus grande dans la couche d'air que dans un isolant à une seule couche et ce pour une même distance entre les armatures et une même tension.

Pour une faible épaisseur de l'intervalle d'air, l'accroissement de l'intensité du champ dans l'air peut être tellement grand que des décharges commenceront, l'air s'ionisera, et ses propriétés isolantes diminueront.

Un phénomène analogue a lieu dans les isolants des machines électriques et des appareils à haute tension provoqué par la présence de bulles d'air dans ces isolants. L'étincelle qui y apparaît provoque des phénomènes chimiques ; des oxydes d'azote et l'ozone se dégageant agissent de façon nocive sur les isolants et peuvent devenir la cause d'une avarie. Afin d'éliminer en même temps l'humidité et l'air, les isolants des machines et des appareils sont séchés dans des fours à vide et sont impreignés d'un diélectrique liquide qui remplit toutes les cavités.

6-5. Courants de charge et de décharge

Si on connecte un condensateur aux bornes d'une source d'énergie ou aux deux points d'un circuit entre lesquels une tension constante est maintenue, le condensateur se chargera jusqu'à cette tension et sur ses armatures apparaîtront des quantités d'électricité de même valeur, mais positive sur une armature et négative sur l'autre. Vu que l'intensité du courant est limitée par la résistance du circuit, il faut un certain temps pour accumuler la charge, temps durant lequel un courant de charge passe par les fils de connexion. A un moment pris arbitrairement, lorsque la tension au condensateur a une certaine valeur u_C (fig. 6-6) et la chute de tension dans les fils de connexion (ou dans la résistance additionnelle) est égale à $U - u_C$, le courant dans le circuit est déterminé par la loi d'Ohm:

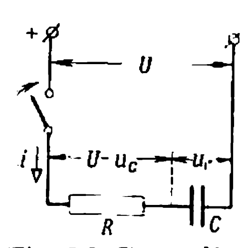


Fig. 6-6. Charge d'un condensateur

$$i = \frac{U - u_C}{R}, \tag{6-18}$$

où R est la résistance des fils (ou de la résistance additionnelle).

D'autre part, le courant dans le circuit est égal à la vitesse d'accroissement de la charge q du condensateur, c'est-à-dire

$$i = \frac{dq}{dt},$$

et puisque

$$q = Cu_C,$$

on a

$$i = C\frac{du_C}{dt}. \tag{6-19}$$

En éliminant i des formules (6-18) et (6-19) on obtient une équation différentielle à une inconnue:

$$RC\frac{du_C}{dt} = U - u_C \tag{6-20}$$

ou, étant donné que

$$du_C = -d(U - u_C),$$

$$\frac{d(U - u_C)}{U - u_C} = -\frac{dt}{RC},$$

dont la solution prend la forme:

$$\ln(U - u_C) = -\frac{t}{RC} + \ln K,$$

où ln K est la constante d'intégration, ou

$$\ln \frac{U-u_C}{R} = -\frac{t}{RC},$$

d'où

$$u_C = U + Ke^{-\frac{t}{RC}},$$

où e est la base des logarithmes naturels.

Etant donné qu'au premier instant après la fermeture de l'interrupteur, c'est-à-dire lorsque $t = 0$, la charge du condensateur est encore égale à zéro et, par conséquent, $u_C = 0$, on a

$$0 = U + Ke^0 \qquad \text{ou} \qquad K = -U.$$

Donc:

$$u_C = U\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \tag{6-21}$$

où $\tau = RC$ est la constante de temps.

Pour $t = \tau$, la tension $u_C = 0{,}63U$; pour $t = 3\tau$, la tension $u_C = 0{,}95U$ et pour $t = 4{,}6\ \tau$, la tension $u_C = 0{,}99U$.

A l'aide des équations (6-18) et (6-21) il est facile de déterminer la loi de variation du courant de charge

$$i = \frac{U}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{6-22}$$

A l'instant initial $t = 0$, on a $u_C = 0$. Le condensateur ne présente donc aucune opposition à la source d'énergie. Le courant est déterminé exclusivement par la tension de la source et la résistance du circuit:

$$i_0 = \frac{U}{R},$$

ce qui découle de la formule (6-22); ensuite le courant diminue de e fois pendant le temps τ et tend vers zéro asymptotiquement. La fig. 6-7 donne les courbes de la tension u_C et du courant i tracées d'après les équations (6-21) et (6-22) pour $U = 100$ V, $R = 0{,}5$ MΩ et $C = 200$ μF.

Si on réunit les armatures d'un condensateur chargé soit directement soit par intermédiaire d'une résistance (fig. 6-8), le condensateur se déchargera, car les charges de signes contraires venues en contact se détruisent mutuellement et la tension du condensateur tombera à zéro.

Le phénomène de la décharge comme celui de la charge n'a pas lieu instantanément; durant tout le processus par les fils de connexion passe un courant *de décharge*. A un instant quelconque t, lorsque

la tension aux bornes du condensateur passera de U à une certaine valeur u_C, le courant dans le circuit sera d'après la loi d'Ohm:

$$i = \frac{u_C}{R}, \tag{6-23}$$

où R est la résistance du circuit.

D'autre part, étant donné que la charge q diminue maintenant et donc la valeur $\frac{dq}{dt}$ est négative, et il est plus commode de con-

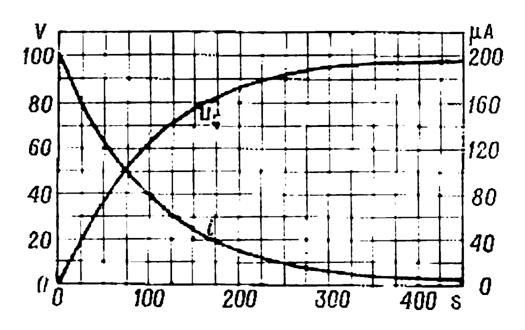


Fig. 6-7. Courbes de tension et de courant lors de la charge d'un condensateur

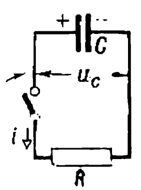


Fig. 6-8. Décharge d'un condensateur

sidérer le courant de décharge comme une grandeur positive, on a

$$i = -\frac{dq}{dt}$$

ou de façon analogue

$$i = -C\frac{du_C}{dt}. \tag{6-24}$$

Les expressions (6-23) et (6-24) donnent une équation différentielle à une inconnue

$$RC\frac{du_C}{dt} = -u_C$$

ou

$$\frac{du_C}{u_C} = -\frac{dt}{RC}$$

qui a pour solution

$$u_C = Ke^{-\frac{t}{\tau}},$$

où de nouveau $\tau = RC$. Etant donné que pour $t = 0$ la tension aux bornes du condensateur est égale à la valeur initiale de U, on a

$$K = U$$

et, par conséquent,

$$u_C = Ue^{-\frac{t}{\tau}}, \qquad (6\text{-}25)$$

et d'après (6-23)

$$i = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}. \qquad (6\text{-}26)$$

De cette façon, lors de la décharge le courant et la tension du condensateur diminuent d'après la même loi exponentielle que celle du courant diminuant pendant la charge du condensateur.

6-6. Energie du champ électrique

Le courant de décharge du condensateur réchauffe la résistance R et la quantité de chaleur dégagée peut être facilement trouvée d'après la loi de Joule-Lenz. Cela montre que le condensateur possède une réserve d'énergie qui est liée à son champ électrique et qui se transforme en chaleur lorsque le condensateur se décharge et son champ électrique s'annulle.

Etant donné que la décharge dure théoriquement un temps infiniment long, bien que pratiquement il cesse rapidement d'être perceptible, la réserve d'énergie dans le champ électrique du condensateur chargé

$$W = \int_0^\infty i^2 R\, dt,$$

et, comme pour la décharge

$$i = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

on a

$$W = \int_0^\infty \frac{U^2}{R} e^{-\frac{2t}{\tau}} dt = \frac{U^2}{R} \frac{\tau}{2} \int_\infty^0 e^{-\frac{2t}{\tau}} d\left(\frac{-2t}{\tau}\right) =$$

$$= \frac{U^2\tau}{2R} (e^0 - e^{-\infty}) = \frac{U^2\tau}{2R} (1 - 0),$$

mais

$$\frac{\tau}{R} = \frac{RC}{R} = C.$$

Pour cette raison

$$W = \frac{CU^2}{2}. \qquad (6\text{-}27)$$

Cette expression est analogue par la forme à l'expression $\frac{LI^2}{2}$ pour la réserve d'énergie dans un champ magnétique.

Chapitre VII

CIRCUIT A COURANT ALTERNATIF SINUSOÏDAL

7-1. Production du courant alternatif

On appelle *courant alternatif* un courant qui change périodiquement de sens et de grandeur. La période totale de la variation du courant est appelée simplement période du courant alternatif et est désignée par la lettre T. Le nombre de périodes par seconde est donné par:

$$f = \frac{1}{T} \tag{7-1}$$

et est appelé *fréquence*. L'unité de fréquence $\frac{1}{s}$ est appelée hertz (Hz).

D'une manière plus précise on entend par courant alternatif un courant périodiquement variable dont la valeur moyenne pendant une période est égale à zéro.

En ce qui concerne la production, le transport et la distribution de l'énergie électrique le courant alternatif a deux grands avantages par rapport au courant continu: 1) il permet à l'aide des transformateurs d'élever et d'abaisser facilement les tensions, ce qui a une grande importance pour le transport d'énergie à grandes distances; 2) les moteurs à courant alternatif sont beaucoup plus simples donc coûtent moins cher que les moteurs à courant continu.

A l'heure actuelle dans les différents domaines d'électrotechnique on emploie des courants alternatifs de diverses fréquences. Les plus grandes fréquences sont employées en radiotechnique: de 10^5 Hz ou 100 kHz (ondes longues) jusqu'à $20 \cdot 10^6$ Hz ou 20 MHz (ondes courtes) et même jusqu'à plusieurs milliards de hertz (ondes centimétriques).

Une large gamme de fréquences (de 500 Hz à 50 MHz) est utilisée dans différents fours électriques. Dans les circuits téléphoniques on trouve des fréquences de l'ordre de quelques centaines et de quelques milliers de hertz. Les fréquences comprises entre 150 et 2 000 Hz trouvent leur emploi dans l'alimentation des moteurs à grande vitesse de rotation. Les fréquences les plus réduites sont utilisées pour l'éclairage ainsi que pour actionner les moteurs électriques

dont la vitesse de rotation ne dépasse pas 3 000 tr/mn. Dans certains pays on rencontre en traction électrique des fréquences de 15 et de 16 $^2/_3$ Hz. Mais des fréquences aussi basses ne conviennent pas pour l'éclairage car les variations de l'intensité lumineuse liées à la variation du courant deviennent perceptibles déjà pour la fréquence de 40 Hz. D'autre part, comme nous le verrons plus loin, la chute de tension lors du transport d'énergie en courant alternatif augmente avec l'accroissement de la fréquence. Pour cette raison les centrales électriques de l'Union Soviétique fonctionnent à une fréquence standardisée de 50 Hz. La plupart des centrales en Europe utilisent la même fréquence. Aux Etats-Unis les usines électriques fonctionnent aux fréquences de 60 et de 25 Hz.

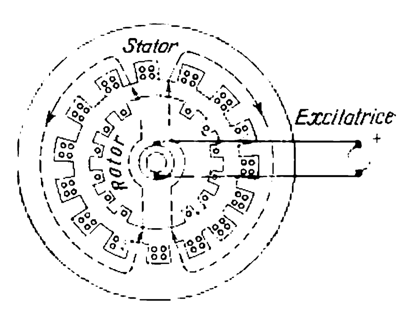


Fig. 7-1. Coupe schématique d'un alternateur hexapolaire

Pour obtenir des courants de haute fréquence on utilise généralement des générateurs à lampes. Au contraire, pour produire du courant à la fréquence industrielle (50 Hz) on emploie des générateurs rotatifs que nous appellerons par la suite *générateurs à courant alternatif* ou *alternateurs*. Des courants à fréquence plus élevée (de 500 à 8 000 Hz) sont également fournis par des générateurs tournants mais ces derniers sont de construction spéciale.

Le principe de fonctionnement d'un alternateur est basé sur l'induction électromagnétique.

Dans les alternateurs la F.É.M. est induite dans l'enroulement placé dans des encoches situées sur la surface intérieure du *stator*, partie fixe de la machine (fig. 7-1). Les fils séparés de cet enroulement sont connectés entre eux de telle manière que les forces électromotrices qui y naissent s'ajoutent. La partie mobile (le *rotor*) d'un alternateur est un volant sur la jante duquel se trouvent les pôles nord et sud (N et S) qui alternent. L'enroulement d'excitation de ces pôles est connecté à deux bagues calées sur l'arbre mais isolées de ce dernier. Sur ces bagues frottent des balais qui amènent le courant continu à l'enroulement d'excitation. Le courant continu est produit par une génératrice indépendante qui est souvent placée sur le même arbre que l'alternateur et qui est appelée *excitatrice*. Le courant continu peut également être fourni par des redresseurs.

A un tour du rotor d'un alternateur bipolaire correspond une période de la force électromotrice alternative induite dans l'enroulement statorique ; donc si le rotor fait n tours par minute, la fréquence

de la force électromotrice induite sera

$$f=\frac{n}{60}. \qquad (7\text{-}2)$$

Etant donné que la vitesse angulaire de l'alternateur est:

$$\omega=\frac{2\pi n}{60},$$

il existe entre cette vitesse et la fréquence de la force électromotrice induite une relation simple:

$$\omega=2\pi f. \qquad (7\text{-}3)$$

Pour les alternateurs à p paires de pôles on a:

$$f=\frac{pn}{60}. \qquad (7\text{-}4)$$

7-2. Courant sinusoïdal

La force électromotrice alternative et le courant alternatif fournis par un alternateur peuvent avoir différentes courbes de variation dans le temps qui dépendent beaucoup des facteurs de construction, tels que la forme des pôles du rotor qui détermine la répartition de l'induction le long de la circonférence du rotor. De cette façon, il est possible de choisir la forme de la courbe de la force électromotrice alternative fournie par l'alternateur. A l'heure actuelle tous les alternateurs sont prévus pour fournir une force électromotrice de forme sinusoïdale.

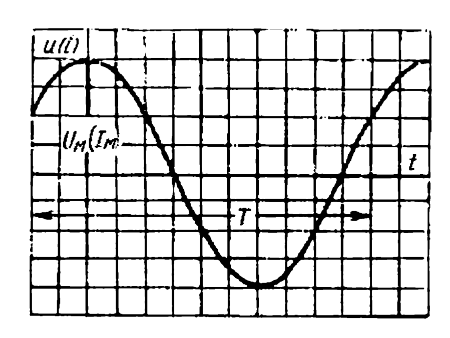


Fig. 7-2. Courbe sinusoïdale de tension ou de courant

La sinusoïde est la seule fonction périodique qui a une dérivée analogue. La valeur technique de cette particularité se trouve dans le fait que dans tous les éléments d'un circuit électrique linéaire la forme des courbes de la tension (fig. 7-2) et du courant est la même: elle est sinusoïdale ou harmonique.

Les avantages des courants sinusoïdaux sont: la simplicité relative du calcul des circuits des courants alternatifs et l'absence de phénomènes parasites ayant lieu pour des courants non sinusoïdaux.

Les expressions analytiques des *fonctions sinusoïdales* sont:

$$i = I_M \sin(\omega t + \psi_1); \qquad (7\text{-}5)$$

$$u = U_M \sin(\omega t + \psi_2),$$

où les lettres minuscules i et u désignent les valeurs *instantanées* du courant et de la tension, c'est-à-dire leur valeur à un instant quelconque t, et les lettres majuscules I_M et U_M les amplitudes correspondantes, c'est-à-dire les valeurs maxima.

La grandeur entre parenthèses, l'argument du sinus, est appelée *angle de phase* de la grandeur sinusoïdale: elle est comptée depuis le point le plus rapproché du passage de la fonction sinusoïdale par zéro, du passage des valeurs négatives aux valeurs positives. La grandeur $\omega = \frac{2\pi}{T}$ est la vitesse de variation de l'angle de phase appelée *pulsation*; comme on le voit d'après la formule (7-3), elle est égale à la vitesse angulaire dans un alternateur bipolaire.

L'unité de pulsation est s^{-1}. A la fréquence standardisée de 50 Hz correspond une pulsation:

$$\tilde{\omega} = 2\pi \cdot 50 = 314\, s^{-1}.$$

Les angles ψ_1 et ψ_2 dépendent de l'instant adopté pour origine du temps ($t = 0$). Si, par exemple, on admet comme instant initial celui où le courant passe par son maximum, le sinus ($\omega t + \psi_1$) pour $t = 0$ doit être égal à l'unité:

$$\sin(0 + \psi_1) = 1, \text{ donc } \psi_1 = 90°.$$

Différents stades des phénomènes décrits par des fonctions sinusoïdales (accroissement, diminution, passage par le zéro ou par le maximum) sont appelés *phases*. La phase d'un phénomène à l'instant donné t est déterminée par l'angle $\omega t + \psi$ qui se trouve sous le signe du sinus. L'angle ψ qui détermine la phase à l'instant initial conventionnel ($t = 0$) est appelé *phase initiale* et la différence des phases initiales ψ_1 et ψ_2 de deux fonctions est appelée leur *différence de phase* ou *déphasage*.

7-3. Valeurs moyennes du courant et de la tension

La valeur moyenne d'une tension alternative ou d'un courant alternatif pendant une période est égale à zéro. Pour cette raison lorsque l'on parle de la *valeur moyenne* d'un courant alternatif, d'une tension ou d'une force électromotrice alternative on entend par là la valeur moyenne pour la moitié d'une période entre deux valeurs

nulles de la grandeur. Ainsi, la valeur moyenne d'une force électromotrice alternative est

$$E_{moy} = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} e\,dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e\,dt. \tag{7-6}$$

Si la force électromotrice varie suivant une loi sinusoïdale on aura

$$e = E_M \sin \omega t.$$

Il n'est pas difficile d'établir la relation entre la valeur moyenne E_{moy} et l'amplitude E_M. En effet, dans ce cas

$$\int_0^{\frac{T}{2}} e\,dt = E_M \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t\,dt = \frac{E_M}{\omega} \int_0^{\pi} \sin \omega t\,d(\omega t) =$$

$$= \frac{E_M}{\omega} \Big|_{\pi}^{0} \cos \omega t = \frac{E_M}{\omega} [1 \quad 1] = \frac{2E_M}{\omega}$$

et puisque $\omega T = \frac{2\pi}{T} T = 2\pi$, on a

$$E_{moy} = \frac{2}{T} \frac{2E_M}{\omega} = \frac{2}{\pi} E_M = 0{,}637 E_M. \tag{7-7}$$

De façon analogue les valeurs moyennes de la tension U_{moy} et du courant I_{moy} sont exprimées par leurs amplitudes respectives.

7-4. Valeurs efficaces du courant et de la tension

Dans la technique des courants alternatifs on a souvent affaire aux effets thermiques et mécaniques du courant. Le dégagement de chaleur et dans certains cas la valeur des forces mécaniques sont proportionnels au carré de l'intensité du courant. Pour cette raison, en courant alternatif l'intensité moyenne du dégagement de chaleur et, dans certains cas, la grandeur moyenne des forces mécaniques sont proportionnelles à la valeur moyenne du carré de l'intensité du courant pendant une période. La racine carrée de cette valeur, c'est-à-dire la valeur moyenne quadratique du courant est :

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2\,dt}\,, \tag{7-8}$$

elle est appelée valeur *efficace* du courant.

Autrement dit, la valeur efficace du courant alternatif est égale à un courant continu qui pendant un temps égal à une période dégage dans une résistance la même quantité de chaleur que le courant alternatif donné. En effet cette quantité de chaleur est:

$$Q = \int_0^T i^2 R\, dt = R \int_0^T i^2\, dt = I^2 RT. \tag{7-9}$$

La valeur efficace du courant est la caractéristique la plus employée de la valeur du courant alternatif. C'est cette valeur qu'on a en vue lorsqu'on dit que dans le circuit donné le courant alternatif est égal à tel ou autre nombre d'ampères.

Dans le cas d'un courant sinusoïdal on a:

$$\frac{1}{T}\int_0^T i^2\, dt = \frac{1}{\omega T}\int_0^{2\pi} I_{\mathrm{M}}^2 \sin^2 \omega t\, d(\omega t) =$$

$$= \frac{I_{\mathrm{M}}^2}{2\pi}\int_0^{2\pi} \frac{1-\cos 2\omega t}{2}\, d(\omega t) = \frac{I_{\mathrm{M}}^2}{2\pi}\left|\frac{(\omega t)}{2} - \frac{\sin 2(\omega t)}{4}\right|_0^{2\pi} = \frac{I_{\mathrm{M}}^2}{2}$$

et selon (7-8) on aura:

$$I = \frac{I_{\mathrm{M}}}{\sqrt{2}} = 0{,}707 I_{\mathrm{M}}, \tag{7-10}$$

c'est-à-dire que la valeur efficace d'un courant sinusoïdal est $\sqrt{2}$ fois inférieure à sa valeur maximale.

On détermine de façon analogue la valeur efficace d'une tension alternative (d'une force électromotrice, etc.). Pour une forme quelconque d'une tension périodique sa valeur efficace est:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2\, dt}, \tag{7-11}$$

et pour une variation sinusoïdale de la tension on a:

$$U = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{\mathrm{M}} = 0{,}707\, U_{\mathrm{M}}. \tag{7-12}$$

Les voltmètres et les ampèremètres destinés à être utilisés dans un circuit à courant sinusoïdal sont généralement gradués de façon à indiquer directement les valeurs efficaces de la tension ou du courant.

7-5. Diagramme vectoriel du courant alternatif

Pour divers calculs il faut souvent déterminer le courant alternatif comme la somme de deux ou de plusieurs courants alternatifs et la tension comme la somme de deux ou de plusieurs tensions alter-

natives. Par exemple, si dans un point quelconque M (fig. 7-3) on réunit deux fils, le courant total i sera, selon la première loi de Kirchhoff, égal à la somme des courants dans les deux fils convergents :

$$i = i_1 + i_2.$$

Il ne faut pas oublier que les flèches sur les schémas des circuits de courant alternatif ont seulement un sens conventionnel, elles désignent les sens de référence dans lesquels les courants (les forces électromotrices ou les tensions) sont considérés comme positifs. Ces sens peuvent être choisis de façon arbitraire pour chaque portion du circuit et indépendamment des autres portions.

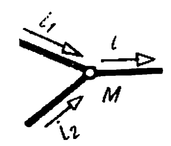


Fig. 7-3. Addition de deux courants

Les courants (ou les tensions) additionnés peuvent avoir des amplitudes différentes et, en plus, passer non simultanément par leurs valeurs nulles et maximales, c'est-à-dire peuvent être *déphasés*. Leur composition peut être faite graphiquement en ajoutant algébriquement les ordonnées des courbes à différents instants et en joignant les points obtenus par une courbe douce.

Le même résultat peut être obtenu beaucoup plus rapidement à l'aide d'un *diagramme vectoriel*.

Si un point quelconque se déplace à vitesse constante suivant une circonférence, sa projection sur un diamètre quelconque effectue des oscillations harmoniques (sinusoïdales). Le rayon-vecteur de ce point tourne à une vitesse angulaire constante. Si ce rayon-vecteur (fig. 7-4) qui représente à une échelle donnée l'amplitude du courant (ou de la tension) occupe à l'instant initial ($t = 0$) une position horizontale à droite du centre de rotation et tourne dans le sens opposé à celui des aiguilles d'une montre avec une vitesse angulaire ω, à l'instant t, lorsqu'il forme avec l'horizontale l'angle ωt, sa projection sur la verticale, à la même échelle, représente la valeur instantanée correspondante qui est :

$$i = I_M \sin \omega t.$$

Si le rayon-vecteur qui est généralement appelé vecteur (parfois vecteur de temps) est situé à l'instant initial non horizontalement mais forme avec l'horizon un angle ψ (fig. 7-5), sa projection sur la

verticale sera exprimée de façon différente. Elle sera :

$$i = I_M \sin(\omega t + \psi),$$

en représentant le courant en avance sur le courant précédent d'une partie de période égale à $\frac{\psi}{360°}$. L'angle ψ est considéré comme positif lorsqu'on l'obtient en tournant le vecteur « en avant », c'est-à-dire dans le sens de rotation, et négatif dans le cas contraire.

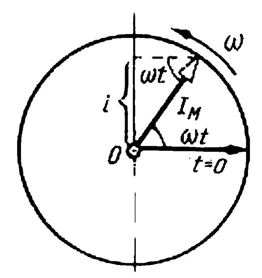


Fig. 7-4. Représentation vectorielle d'un courant sinusoïdal

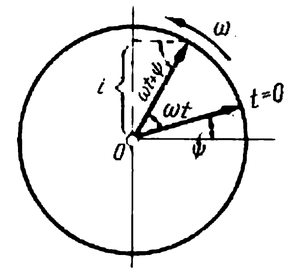


Fig. 7-5. Représentation vectorielle d'un courant sinusoïdal pour $\psi \neq 0$

A la somme algébrique des valeurs instantanées de deux grandeurs sinusoïdales de même fréquence correspond la somme géométrique des vecteurs de ces grandeurs.

Par exemple, il faut additionner le courant $i_1 = I_{1M} \sin \omega t$ et le courant $i_2 = I_{2M} \sin(\omega t - 90°)$, en retard sur i_1 de 90°, c'est-à-dire d'un quart de période. Le courant i_2 est représenté sur le diagramme vectoriel (fig. 7-6) par le vecteur I_{2M} situé de 90° « en arrière » du vecteur I_{1M}. Les deux vecteurs sont représentés dans la position qu'ils occupent à un instant quelconque t lorsque le vecteur I_{1M} forme avec l'horizontale un certain angle ωt.

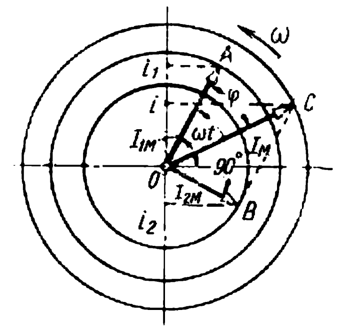


Fig. 7-6. Addition des courants par diagramme vectoriel

Pour obtenir le vecteur I_M qui représente le courant total i, il faut seulement composer les vecteurs I_{1M} et I_{2M} d'après la règle du parallélogramme comme on le fait pour trouver la résultante de deux forces en mécanique. En effet, la projection de la résultante est égale à la somme algébrique des projections de ses composantes, et par conséquent la projection du vecteur I_M, construit de la façon indiquée, c'est-à-dire le courant i, est égale à la somme des projections des vecteurs I_{1M} et I_{2M}, donc à la somme algébrique $i_1 + i_2$.

Etant donné que dans l'exemple considéré les vecteurs composés géométriquement sont perpendiculaires entre eux, le triangle rectangle OBC nous donne la relation :

$$I_M = \sqrt{I_{1M}^2 + I_{2M}^2},$$

et

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_{2M}}{I_{1M}},$$

cette dernière expression nous permet de déterminer l'angle φ qui exprime le retard du vecteur du courant total sur le vecteur I_{1M}. En même temps on peut conclure que la projection du vecteur tournant variant de façon harmonique, la somme de deux courants sinusoïdaux (ou de deux tensions sinusoïdales) est toujours un courant sinusoïdal (ou une tension sinusoïdale).

Il faut noter que les flèches que l'on place à la fin de chaque vecteur servent à distinguer la fin du vecteur de son commencement. Cela sera important plus tard lorsque les commencements de certains vecteurs ne coïncideront pas avec l'origine des coordonnées.

Comme le diagramme vectoriel est, dans la plupart des cas, construit pour déterminer non pas la valeur instantanée du courant (ou de la tension) à un instant déterminé mais son amplitude et son déphasage par rapport à un courant ou à une tension connus, la représentation des itinéraires circulaires des fins des vecteurs, de la verticale sur laquelle les vecteurs sont projetés et de l'horizontale depuis laquelle on compte les angles $\omega t + \psi$ n'est pas obligatoire. Le diagramme vectoriel peut comprendre exclusivement les vecteurs de tensions et de courants dont l'un doit être placé de préférence verticalement ou horizontalement et la somme géométrique des vecteurs sera soit la diagonale du parallélogramme construit à partir de ces vecteurs, soit le dernier côté du triangle obtenu par une translation de l'un des vecteurs du centre du diagramme à la fin de l'autre vecteur (fig. 7-7). La dernière méthode est plus commode car elle peut être utilisée pour composer plusieurs vecteurs, en donnant un polygone au lieu d'un triangle (fig. 7-8). En même temps, étant donné que le but final du calcul est généralement l'obtention des valeurs efficaces des courants ou des tensions qui sont proportionnelles aux amplitudes respectives, on peut dès le début remplacer sur le diagramme vectoriel les amplitudes par les valeurs efficaces, ce que montrent les fig. 7-7 et 7-8. De tels diagrammes permettent de trouver rapidement la valeur efficace de la tension totale ou du courant total d'après les valeurs efficaces des composantes et le déphasage entre ces dernières.

Pour reconnaître les vecteurs résultant de la composition géométrique des vecteurs on met des points sur les lettres qui désignent

les valeurs maximales ou efficaces des tensions ou des courants additionnés vectoriellement et sur les lettres des résultantes. L'addition

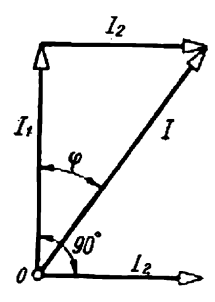


Fig. 7-7. Diagramme vectoriel pour des valeurs efficaces

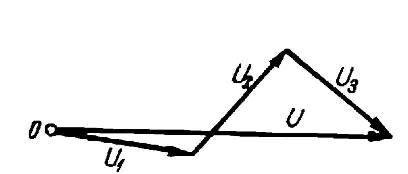


Fig. 7-8. Addition de trois tensions

vectorielle des tensions représentées sur la fig. 7-8 peut s'écrire ainsi :

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_3.$$

Une telle désignation des vecteurs des fonctions sinusoïdales a été adoptée pour les distinguer des *vecteurs physiques* qui ont une direction déterminée dans l'espace (vitesse, force, etc.).

On se sert des diagrammes vectoriels non seulement pour additionner et retrancher les grandeurs sinusoïdales mais aussi pour représenter le déphasage entre deux ou plusieurs grandeurs de même fréquence qui varient sinusoïdalement.

7-6. Courant alternatif dans un circuit sans inductance ni capacité

Si une tension sinusoïdale $u = U_M \sin \omega t$ est appliquée aux bornes d'un circuit (fig. 7-9) de résistance R, sans inductance ni capacité (circuit non réactif), d'après la loi d'Ohm, la valeur instantanée du courant est :

$$i = \frac{u}{R} = \frac{U_M}{R} \sin \omega t = I_M \sin \omega t,$$

où

$$I_M = \frac{U_M}{R} . \tag{7-13}$$

On remarque que le courant, comme la tension d'ailleurs, change sinusoïdalement en atteignant son maximum positif (son amplitude) I_M pour $\sin \omega t = 1$, c'est-à-dire en même temps que la tension

(fig. 7-10). Cela signifie que le courant et la tension *sont en phase* et le diagramme vectoriel a la forme représentée sur la fig. 7-11 (pour plus de clarté le vecteur du courant est un peu décalé à droite, alors qu'en réalité il devrait être superposé au vecteur de la tension).

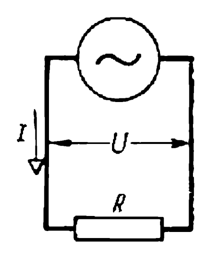


Fig. 7-9. Circuit ne comprenant qu'une résistance R

Etant donné que les valeurs efficaces du courant et de la tension sont égales aux valeurs maximales correspondantes du courant et de la tension divisées par $\sqrt{2}$, en divisant les deux membres de l'égalité (7-13) par $\sqrt{2}$, on obtient la relation :

$$I = \frac{U}{R}, \qquad (7\text{-}14)$$

équation qui montre que dans un circuit purement résistif les valeurs efficaces du courant et de la tension suivent la loi d'Ohm comme dans un circuit à courant continu.

Quand cela ne peut prêter à la confusion, les tensions et les courants sinusoïdaux sont souvent appelés par des termes plus généraux :

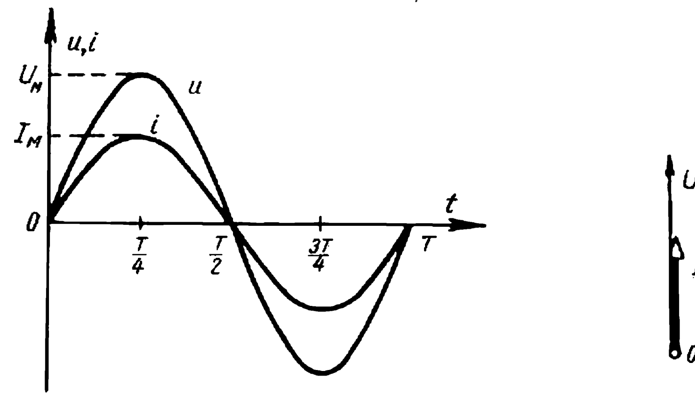


Fig. 7-10. Courbes de tension et de courant pour le circuit représenté sur la fig. 7-9

Fig. 7-11. Diagramme vectoriel du circuit représenté sur la fig. 7-9

tensions et courants alternatifs. Pour cette raison par la suite nous entendrons par l'expression courants et tensions alternatifs des courants et des tensions sinusoïdaux.

7-7. Courant alternatif dans un circuit inductif

Si on applique aux bornes d'un circuit, comprenant non seulement une résistance R mais aussi une inductance L, une tension sinusoïdale (fig. 7-12), le phénomène qui y a lieu est rendu plus complexe

par l'apparition d'une force électromotrice d'auto-induction (§ 5-4) dont l'expression est:

$$e = -L\frac{di}{dt}$$

et dont la valeur est proportionnelle à la vitesse de variation du courant. Ce dernier est créé par l'action commune de la tension extérieure et de la force électromotrice d'auto-induction e. D'après la loi d'Ohm la valeur instantanée du courant est:

$$i = \frac{u+e}{R}$$

ou

$$u = Ri - e = Ri + L\frac{di}{dt}. \qquad (7\text{-}15)$$

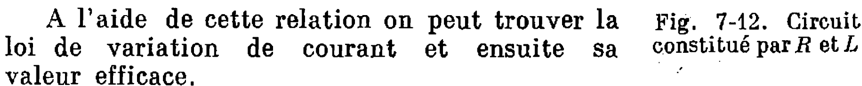


Fig. 7-12. Circuit constitué par R et L

A l'aide de cette relation on peut trouver la loi de variation de courant et ensuite sa valeur efficace.

Il n'est pas difficile de voir que pour une inductance constante L le courant doit varier sinusoïdalement. En effet, dans ce cas la variation de la dérivée du courant $\frac{di}{dt}$ sera également sinusoïdale et par conséquent, dans les deux membres de l'équation (7-15) se trouveront des grandeurs qui varient sinusoïdalement; il ne restera plus qu'à choisir l'amplitude du courant et le déphasage entre le courant et la tension de façon que les grandeurs sinusoïdales dans les deux membres de l'équation (7-15) soient égales.

En posant

$$i = I_M \sin \omega t,$$

c'est-à-dire en prenant pour origine du temps l'instant où le courant passe par zéro et en introduisant cette expression du courant et sa dérivée dans l'équation (7-15) on obtient:

$$u = RI_M \sin \omega t + \omega L I_M \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right). \qquad (7\text{-}16)$$

Le premier terme du membre droit de cette équation est une grandeur variant sinusoïdalement à amplitude RI_M en phase avec le courant; l'autre terme est une grandeur variant sinusoïdalement à amplitude $\omega L I_M$ en avance sur le courant de $^1/_4$ de période (90°). La première de ces grandeurs est appelée *composante active de la tension* ou simplement *tension active* u_a (fig. 7-13) et l'autre, *composante réactive d'induction de la tension* ou simplement *tension réactive d'induction*. Nous trouverons les valeurs efficaces des tensions active et réactive en divisant les valeurs maximales correspon-

dantes par $\sqrt{2}$, c'est-à-dire en remplaçant dans leurs expressions I_M par I. De cette façon la tension active sera:

$$U_a = RI$$

et la tension réactive

$$U_r = \omega LI.$$

Etant donné que la valeur instantanée de la tension totale aux bornes du circuit est égale à la somme algébrique des valeurs instantanées des tensions active et réactive, la valeur efficace de la tension

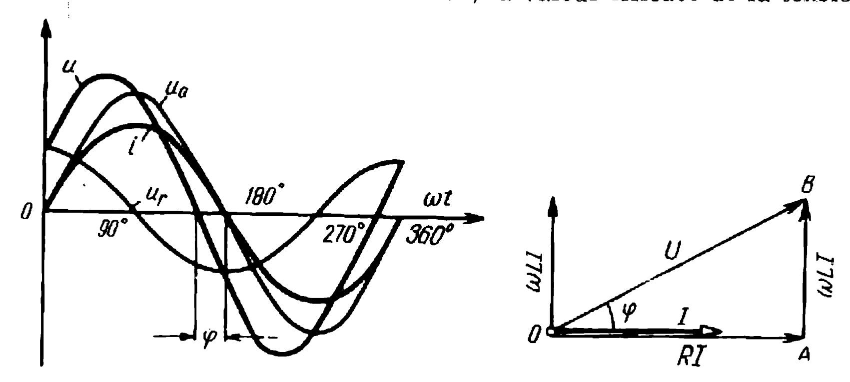


Fig. 7-13. Courbes de tension et de courant pour le circuit représenté sur la fig. 7-12

Fig. 7-14. Diagramme vectoriel du circuit représenté sur la fig. 7-12

totale est égale à la somme géométrique des valeurs efficaces des composantes, c'est-à-dire:

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_r.$$

Cette addition a été faite sur le diagramme vectoriel (fig. 7-14) où le vecteur $U_a = RI$ coïncide en direction avec le vecteur I et le vecteur $U_r = \omega LI$ est en avance de 90° sur le vecteur I. A l'aide du triangle rectangle OAB il est facile de trouver le rapport entre les grandeurs U et I:

$$R^2I^2 + (\omega L)^2 I^2 = U^2,$$

d'où

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}. \tag{7-17}$$

Pour trouver l'angle φ, angle donnant l'avance de la tension sur le courant (ou le retard du courant sur la tension), on prendra:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega LI}{RI} = \frac{\omega L}{R}. \tag{7-18}$$

La relation (7-17) est appelée loi d'Ohm pour le courant alternatif et l'expression $\sqrt{R^2+(\omega L)^2}$ qui en fait partie et qui a la dimension d'une résistance est appelée *impédance*. La relation (7-17) montre que la valeur efficace d'un courant alternatif dans un circuit inductif est inférieure au courant continu qui parcourt le même circuit sous une tension continue de même valeur.

L'impédance est désignée par la lettre z. L'expression ωL qui en fait partie est désignée par X_L et est appelée *réactance inductive*.

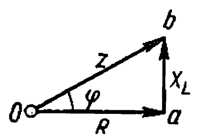


Fig. 7-15. Triangle de l'impédance d'un circuit constitué par R et L

Par contre, la résistance R est appelée *résistance pure*. De cette façon, nous avons:

$$z=\sqrt{R^2+X_L^2} \tag{7-19}$$

et la loi d'Ohm pour le courant alternatif prend la forme:

$$I=\frac{U}{z}. \tag{7-20}$$

En divisant tous les côtés du triangle de tensions OAB (fig. 7-14) par I on obtient un triangle semblable Oab (fig. 7-15) dont les côtés représentent la résistance pure et la réactance inductive et l'hypoténuse représente l'impédance. L'hypoténuse z et le côté R forment entre eux l'angle φ égal à l'angle de déphasage entre la tension U et le courant I. En se servant de ce triangle on peut trouver l'impédance du circuit ou le déphasage entre $\dot{U}$ et $\dot{I}$ par voie graphique. Ce triangle permet également d'établir en plus de l'expression (7-18) les deux relations suivantes:

$$\cos\varphi=\frac{R}{z} \text{ et } \sin\varphi=\frac{X_L}{z}. \tag{7-21}$$

Notons que le triangle de l'impédance diffère du diagramme vectoriel par ce que les vecteurs qui le composent représentent des grandeurs constantes et non pas des grandeurs qui varient sinusoïdalement.

Si la résistance pure d'un circuit est infiniment petite par rapport à la réactance inductive, on peut la négliger et on obtient alors:

$$z=X_L=\omega L \text{ et } I=\frac{U}{\omega L}.$$

Etant donné que $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{0} = \infty$, on a $\varphi = 90°$, c'est-à-dire que le courant retarde sur la tension d'un quart de période.

7-8. Effet pelliculaire et effet de proximité

Le champ magnétique d'un courant électrique se trouve non seulement dans l'espace qui entoure le conducteur mais aussi à l'intérieur de ce dernier. Alors qu'une ligne magnétique quelconque du champ extérieur embrasse le conducteur entier, la ligne magnétique du champ intérieur n'embrasse que la partie du conducteur qui se trouve à l'intérieur du contour de cette ligne. Pour cette raison, si à l'intérieur d'un conducteur on isole deux couches fines de rayons r_1 et r_2 (fig. 7-16) la première de celles-ci qui se trouve plus près de l'axe du conducteur sera traversée par un flux magnétique plus grand que la seconde et par conséquent l'encerclement de flux de la première couche sera également plus grand. Si maintenant on isole dans les limites de la première couche un élément filiforme m et dans les limites de la seconde couche un élément filiforme n de même section, l'élément m encerclé par un flux plus grand aura une réactance inductive plus grande que l'élément n, car $L = \frac{\Psi}{i}$. La résistance pure des deux éléments est la même et pour cette raison l'impédance de l'élément m sera plus grande que celle de l'élément n. La tension entre deux sections transversales parallèles du fil est la même pour toutes ses couches ou éléments. Pour cette raison le courant dans l'élément m sera inférieur à celui qui parcourt l'élément n et puisque leurs sections sont les mêmes, la densité du courant dans l'élément disposé plus près de l'axe du fil sera plus petite que dans l'élément plus éloigné.

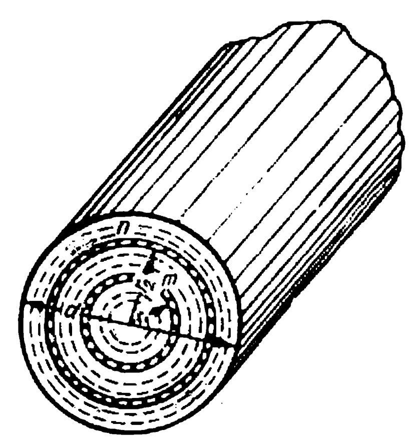


Fig. 7-16. Schéma expliquant l'effet pelliculaire

De cette façon, le courant alternatif, à la différence du courant continu, n'est pas réparti uniformément suivant toute la section du conducteur : sa densité augmente de façon constante dans la direction allant de l'axe du fil vers sa surface. Ce phénomène est appelé *effet pelliculaire*.

Avec l'accroissement de la fréquence du courant alternatif, du diamètre du fil, de sa conductivité et de la perméabilité, le rapport de la densité du courant près de la surface à la densité du courant à l'axe du fil augmente. Pour cette raison dans un fil d'acier dont la perméabilité est beaucoup supérieure à celle du fil de cuivre tandis que sa conductivité est seulement 8 fois plus petite, l'effet pelliculaire est très important. Cependant, pour des hautes fréquences utilisées, par exemple en radiotechnique, cet effet a lieu également dans un fil de cuivre ou d'aluminium. Pratiquement dans ce cas le courant remplit seulement une couche superficielle relativement fine du fil. L'épaisseur de cette couche appelée encore *profondeur de pénétration* du courant alternatif est adoptée conventionnellement de sorte que la densité du courant à sa surface intérieure soit de e fois ($e = 2{,}72$) plus petite qu'à la surface extérieure du fil. Cela permet de trouver pour la profondeur de pénétration b la formule:

$$b = \frac{5\,030}{\sqrt{f\gamma \cdot \mu_r}} \text{ [cm]},$$

où f est la fréquence, en Hz;

γ la conductivité du fil, en $\frac{1}{\text{ohm}\cdot\text{cm}}$;

μ_r la perméabilité relative du fil.

La répartition non uniforme du courant suivant la section du fil a pour conséquence l'utilisation incomplète de la section et donc un accroissement des pertes par dégagement de chaleur dans le fil. Pour cela, lors du calcul des pertes d'après la formule:

$$P = RI^2,$$

il faut considérer que la résistance pure R est plus grande qu'en courant continu R_c; on la calcule par la formule

$$R = \xi R_c$$

où ξ est un coefficient qui dépend du produit $d\sqrt{f\gamma\mu}$ et dans lequel d est le diamètre du fil, en cm; μ est la perméabilité, en H/cm; γ est la conductivité, en $\frac{1}{\text{ohm}\cdot\text{cm}}$; et f est la fréquence, en Hz.

La fig. 7-17 donne la courbe de cette relation.

Si deux fils sont disposés à une courte distance l'un de l'autre, le champ de l'un des fils traverse de façon différente les éléments de l'autre fil (fig. 7-18). L'élément m du second fil, par exemple, est encerclé par un flux magnétique plus grand créé par le courant du premier fil que l'élément n.

Aussi dans l'élément m naît une force électromotrice d'induction mutuelle plus grande que dans l'élément n, donc une densité du courant différente dans ces deux éléments. Ce phénomène de l'irré-

gularité supplémentaire de la répartition du courant suivant la section du fil, qui se superpose à l'effet pelliculaire est appelé *effet de proximité*. Si les sens des courants sont opposés dans les fils (fig. 7-18), la densité du courant sera maximale aux points les plus proches de la surface des fils car dans ce cas la force électromotrice

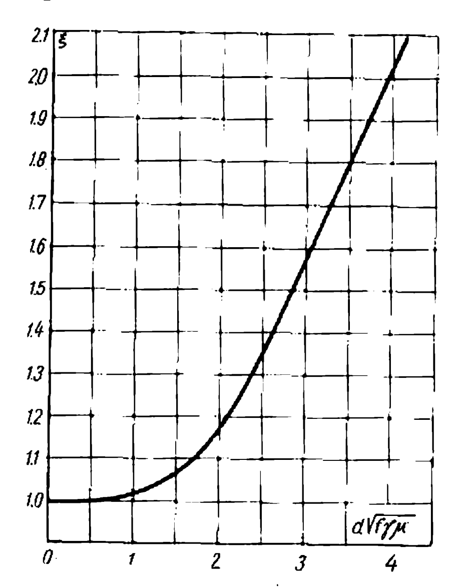


Fig. 7-17. Courbe représentant le coefficient ξ en fonction de d, γ, μ et f

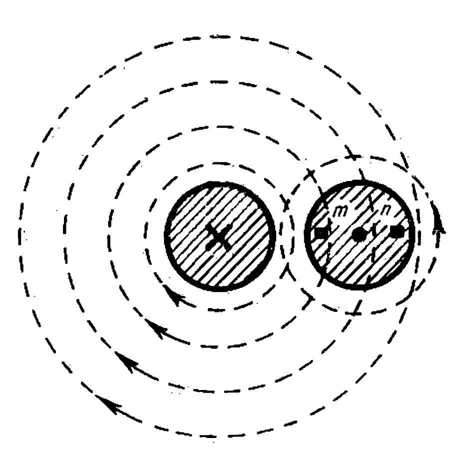


Fig. 7-18. Schéma expliquant l'effet de proximité

d'induction mutuelle est opposée à la force électromotrice d'auto-induction et diminue cette dernière et la force électromotrice d'induction mutuelle dans l'élément m est plus grande que dans n. Au contraire, pour les sens des courants identiques la densité du courant sera maximale dans les points de surface de fil les plus éloignés l'un de l'autre.

7-9. Couplage en série des résistances et des inductances

Pour une même tension U la résistance et l'inductance d'un circuit provoquent un courant de même intensité et de même phase, qu'elles se trouvent dans la même portion du circuit (fig. 7-12) ou appartiennent à des portions connectées en série (fig. 7-19) dont l'une est une résistance pure R à inductance négligeable et l'autre, une réactance inductive L à résistance négligeable (la désignation employée d'une portion de circuit qui possède seulement une inductance sera utilisée également partout à l'avenir).

En effet, du point de vue du calcul du courant dans un circuit non dérivé il est sans importance de savoir dans quelle portion est concentrée telle ou autre force électromotrice; les circuits considérés diffèrent seulement par ce que dans le premier d'entre eux la force

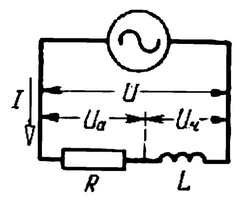


Fig. 7-19. Couplage en série de R et L

électromotrice d'auto-induction apparaît dans la portion qui possède une résistance R et dans le deuxième circuit elle apparaît hors de cette portion. La différence de fonctionnement de ces circuits se limite au fait que dans le deuxième circuit les tensions active et réactive,

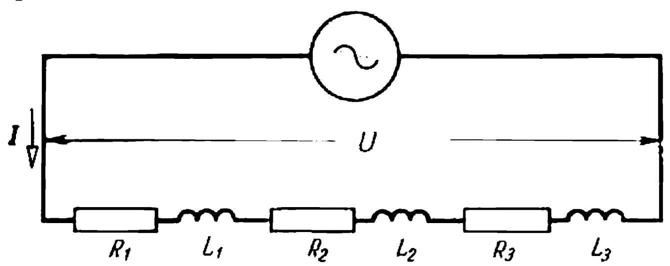


Fig. 7-20. Circuit équivalent du couplage en série de trois bobines

représentées sur le diagramme vectoriel (fig. 7-14), sont non seulement des composantes de la tension commune U mais ont une importance intrinsèque comme tensions entre les extrémités des deux portions du circuit.

La possibilité de séparer l'inductance d'une portion quelconque du circuit de la résistance pure permet de calculer le courant pour un couplage en série de plusieurs récepteurs dont chacun possède une résistance pure et une inductance (par exemple les trois bobines représentées sur la fig. 7-20). Dans ce cas la tension appliquée au circuit est égale à la somme géométrique de toutes les tensions actives dont chacune est en phase avec le courant et de toutes les tensions réactives dont chacune est en avance de 90° sur le courant. Pour cette raison la tension active totale sera égale à la somme arithmétique de toutes les tensions actives:

$$U_a = R_1I + R_2I + R_3I + \ldots = (R_1 + R_2 + R_3 + \ldots) I = \Sigma RI,$$

et la tension réactive totale est égale à la somme arithmétique de toutes les tensions réactives:

$$U_r = X_{L1}I + X_{L2}I + X_{L3}I + \ldots = (X_{L1} + X_{L2} + X_{L3} + \ldots)I = \Sigma X_L I$$

qui sont également en plase entre elles.

De cette façon la résistance pure du circuit entier sera:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots,$$

c.-à-d. la somme des résistances de chaque récepteur. La réactance

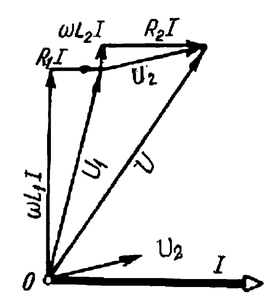


Fig. 7-21. Diagramme vectoriel de deux bobines couplées en série

inductive du circuit sera:

$$X_L = X_{L1} + X_{L2} + X_{L3} + \ldots,$$

c.-à.-d. la somme de leurs réactances inductives. L'impédance du circuit entier est trouvée d'après la formule connue

$$z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

qui est utilisée pour calculer le courant, la tension étant donnée, ou pour calculer la tension, le courant étant connu.

De cette façon, la loi d'Ohm généralisée appliquée à un couplage en série de plusieurs résistances et inductances peut être écrite sous la forme suivante:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(\Sigma R)^2 + (\Sigma X_L)^2}}. \qquad (7\text{-}22)$$

Notons que la somme arithmétique des tensions des différents récepteurs peut être supérieure à la tension totale U. La fig. 7-21 le montre par le diagramme vectoriel de deux bobines couplées en série. Les tensions U_1 et U_2 aux bornes de chaque bobine sont obtenues par composition géométrique des composantes actives (R_1I et R_2I) et des composantes réactives (ωL_1I et ωL_2I).

7-10. Courant alternatif d'un circuit capacitif

Si aux bornes d'un générateur fournissant une tension sinusoïdale on connecte un condensateur de capacité C (fig. 7-22), ce dernier se chargera et se déchargera périodiquement et donc les fils de con-

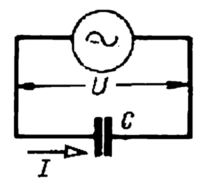


Fig. 7-22. La capacité dans un circuit à courant alternatif

nexion seront parcourus par un courant alternatif lié à la tension obtenue dans le § 6-5 par la relation (6-19):

$$i = C\frac{du_C}{dt}, \qquad (7\text{-}23)$$

où u_C est la tension aux bornes de la capacité qui dans ce cas est égale à la tension du générateur:

$$u = U_M \sin \omega t.$$

En introduisant cette expression dans la formule (7-23) et en différentiant, nous obtenons:

$$i = C\omega U_M \cos \omega t$$

ou

$$i = I_M \cos \omega t = I_M \sin(\omega t + 90°),$$

où

$$I_M = U_M \omega C. \qquad (7\text{-}24)$$

De cette façon, le courant dans un circuit comprenant une capacité est en avance d'un quart de période sur la tension aux bornes de cette capacité (fig. 7-23). En divisant les deux membres de l'égalité (7-24) par $\sqrt{2}$, on obtient la valeur efficace de ce courant

$$I = U\omega C. \qquad (7\text{-}25)$$

Le diagramme vectoriel correspondant est donné sur la fig. 7-24. Le produit ωC qui a les dimensions de la conductance est appelé *susceptance capacitive*. La grandeur inverse $\frac{1}{\omega C}$ est appelée *réactance capacitive* et est désignée par X_C.

Si le circuit comporte en plus de la capacité C, une résistance R couplée en série avec une capacité (fig. 7-25), la tension appliquée au circuit total est égale à la somme de deux composantes: de la tension active $U_a = RI$ aux bornes de la résistance et de la *tension*

réactive de capacité $U_r = \frac{1}{\omega C} I$ aux bornes de la capacité, dont la première est en phase avec le courant I (fig. 7-26) et la seconde

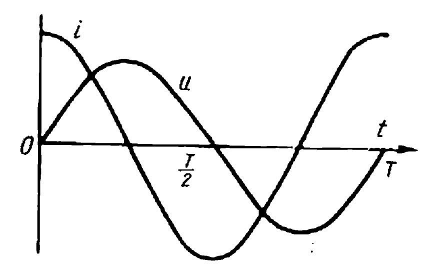


Fig. 7-23. Courbes des valeurs instantanées de la tension et du courant dans un circuit capacitif

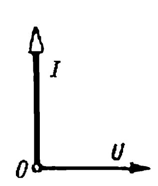


Fig. 7-24. Diagramme vectoriel d'un circuit capacitif

retarde sur ce dernier de 90° de façon que la tension appliquée U est en retard sur le courant I d'un certain angle φ qu'il est facile de

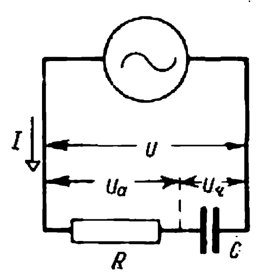


Fig. 7-25. Couplage en série de R et de C

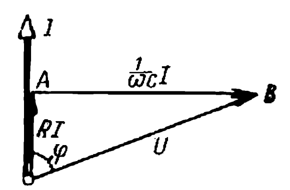


Fig. 7-26. Diagramme vectoriel d'un circuit constitué par R et C

déterminer par le triangle de tensions OAB. La tension totale du circuit U, comme hypoténuse du triangle rectangle, est liée au courant I par la relation

$$U^2 = R^2 I^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 I^2,$$

d'où

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \tag{7-26}$$

Cette expression, analogue à la formule (7-17) d'un circuit inductif, est également appelée *loi d'Ohm*. L'expression $\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$ d'un circuit capacitif, de façon analogue à $\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ d'un circuit

inductif, est également appelée *impédance* et est désignée par la même lettre z. De cette façon, la loi d'Ohm appliquée à un circuit capacitif peut être écrite sous la forme générale de la même façon que pour un circuit inductif à savoir:

$$I=\frac{U}{z}. \tag{7-27}$$

Si l'on divise tous les côtés du triangle de tensions OAB (fig. 7-26) par I, on obtient un triangle de l'impédance Oab (fig. 7-27)

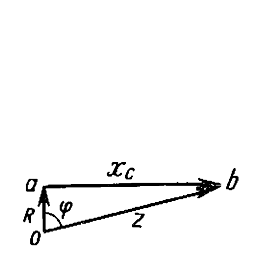


Fig. 7-27. Triangle de l'impédance d'un circuit constitué par R et C

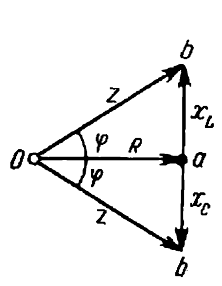


Fig. 7-28. Comparaison des triangles de l'impédance des circuits constitués par R, L et R, C

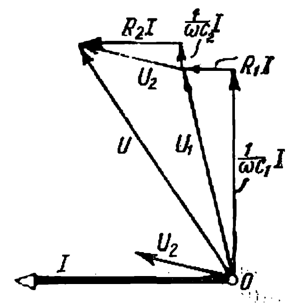


Fig. 7-29. Diagramme vectoriel du couplage en série de deux récepteurs dont chacun possède une résistance R et une capacité C

semblable à OAB dont les côtés représentent la résistance R et la réactance capacitive X_C et l'hypoténuse représente l'impédance z. Le côté R et l'hypoténuse z forment entre eux l'angle φ. Pour des résistances pures R égales et pour des réactances inductive et capacitive X_L et X_C égales ces triangles pour des circuits inductif et capacitif sont symétriques, car leurs côtés X_L et X_C sont égaux en grandeur mais dirigés en sens opposés (fig. 7-28).

Le triangle de l'impédance permet de trouver facilement l'angle φ par les relations suivantes:

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{X_C}{R}; \quad \cos\varphi=\frac{R}{z} \quad \text{et} \quad \sin\varphi=\frac{X_C}{z}. \tag{7-28}$$

Etant donné que dans un circuit capacitif le courant est en avance sur la tension et que dans un circuit inductif il retarde sur la tension, une réactance capacitive dans un circuit à courant alternatif est opposée de par sa fonction à une réactance inductive.

Si un circuit comprend plusieurs résistances pures et réactances capacitives couplées en série, le calcul du courant se fait de la même façon que pour un couplage en série de plusieurs résistances pures et réactances inductives (§ 7-9). Le diagramme vectoriel obtenu (fig. 7-29) est symétrique au diagramme du circuit inductif (fig. 7-21).

7-11. Couplage en série d'une résistance pure, d'une réactance inductive et d'une réactance capacitive

Le cas le plus général d'un circuit non dérivé à courant alternatif est un circuit comprenant des portions couplées en série et ayant une

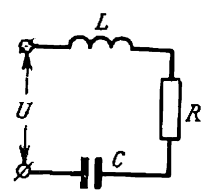


Fig. 7-30. Couplage en série de R, L et C

résistance R, une inductance L et une capacité C (fig. 7-30). La tension U appliquée à un tel circuit est formée de trois composantes: la tension active $U_a = RI$ qui est en phase avec le courant I, la

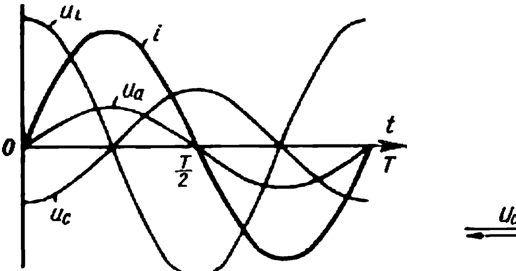


Fig. 7-31. Courbes des valeurs instantanées du courant et des tensions partielles lors du couplage en série de R, L et C

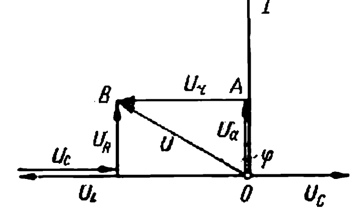


Fig. 7-32. Diagramme vectoriel du couplage en série de R, L et C

tension inductive $U_L = \omega LI$ qui est en avance sur le courant de 90° et la tension capacitive $U_C = \frac{1}{\omega C} I$ qui est en retard sur le courant de 90° (fig. 7-31 et 7-32). Vu que les tensions inductive et capacitive ont des phases opposées leur composition géométrique est équivalente à la soustraction des grandeurs absolues correspondantes. Si, par exemple, la tension inductive a une valeur absolue plus grande que celle de la tension capacitive, la tension réactive résultante

sera :

$$U_r = \omega LI - \frac{1}{\omega C} I = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) I;$$

elle est en avance de 90° sur le courant.

La différence $\omega L - \frac{1}{\omega C} = X_L - X_C$ est appelée *réactance* résultante et est désignée par la lettre X:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}. \tag{7-29}$$

Les réactances capacitive et inductive dont nous avons parlé plus haut peuvent être considérées comme des cas particuliers d'une réactance obtenus de cette expression générale si l'on supprime dans le circuit la réactance inductive ($\omega L = 0$) ou la réactance capacitive $\left(\frac{1}{\omega C} = 0\right)$. Dans ce dernier cas, sans condensateur dans le circuit, il faut considérer que $C = \infty$. En effet, pour éliminer un condensateur d'un circuit il faut court-circuiter ses armatures, c'est-à-dire de les rapprocher jusqu'au contact et on sait que lorsque la distance entre les armatures d'un condensateur diminue, sa capacité augmente.

Si l'on diminue la capacité d'un condensateur (par exemple en écartant les armatures) la réactance capacitive augmente et à la limite, lorsque $C = 0$, elle devient infiniment grande ; c'est logique, car dans un circuit ouvert le courant ne passe pas. Si la réactance inductive est inférieure à la réactance capacitive ou si elle est absente, la réactance devient négative. De cette façon, l'expression généralisée de la réactance résultante permet de déterminer, d'après le signe, si elle est inductive ou capacitive, c'est-à-dire si dans le circuit le courant retarde sur la tension appliquée ou s'il est en avance par rapport à cette dernière.

Le diagramme vectoriel (fig. 7-32) montre que la tension U appliquée au circuit est l'hypoténuse du triangle rectangle OAB et que, par conséquent, on a

$$U^2 = U_a^2 + U_r^2 = R^2 I^2 + X^2 I^2 = (R^2 + X^2) I^2,$$

d'où

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}. \tag{7-30}$$

Si le circuit comprend plusieurs résistances pures, réactances inductives et réactances capacitives, elles sont groupées pour former

des sommes correspondantes et l'expression de la loi d'Ohm devient:

$$I=\frac{U}{\sqrt{(\Sigma R)^2+(\Sigma X_L-\Sigma X_C)^2}}. \tag{7-31}$$

C'est l'expression la plus générale de la loi d'Ohm pour un circuit simple de courant alternatif. L'expression (7-30) devient plus ramassée si l'on introduit de nouveau l'impédance du circuit:

$$z=\sqrt{R^2+X^2}=\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}. \tag{7-32}$$

La loi d'Ohm prend alors une forme connue:

$$I=\frac{U}{z}.$$

En divisant tous les côtés du triangle de tensions OAB par le courant I on obtient comme précédemment le triangle de l'impédance Oab (fig. 7-33) duquel découlent les relations connues pour des cas particuliers

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{X}{R};\ \cos\varphi=\frac{R}{z};\ \sin\varphi=\frac{X}{z}. \tag{7-33}$$

Pour une réactance négative, c'est-à-dire pour une prédominance de la réactance capacitive sur la réactance inductive ces relations

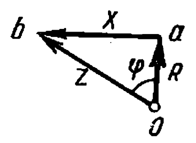


Fig. 7-33. Triangle de l'impédance

donnent un angle φ négatif. Par exemple, pour un circuit dans lequel on peut négliger la résistance pure et la réactance inductive par rapport à la réactance capacitive on aura

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{X_L-X_C}{R}=\frac{0-X_C}{0}=-\infty$$

et

$$\varphi=-90°.$$

[Les formules (7-28) qui se rapportent à un cas particulier ne donnent que les valeurs absolues de tg φ et de sin φ.]

Ainsi un angle φ positif correspond au cas où la tension appliquée au circuit est en avance sur le courant (la réactance inductive prédomine — déphasage d'induction) et l'angle φ négatif correspond au cas où la tension appliquée retarde sur le courant (la réactance capacitive prédomine — déphasage de capacité).

Si la valeur instantanée du courant varie d'après la loi

$$i = I_M \sin \omega t,$$

la valeur instantanée de la tension

$$u = U_M \sin (\omega t + \varphi),$$

où $U_M = zI_M$. Si l'on compte le temps t depuis l'instant où la tension passe par zéro, c'est-à-dire si l'on admet

$$u = U_M \sin \omega t,$$

on obtient pour la valeur instantanée du courant l'expression:

$$i = I_M \sin (\omega t - \varphi),$$

où $I_M = \frac{U_M}{z}$.

7-12. Phénomènes de résonance dans les circuits à courant alternatif

On appelle *résonance* la coïncidence de la fréquence des *oscillations forcées* imprimées à un système ou à un corps avec la fréquence des *oscillations libres* (oscillations propres de ce système ou corps).

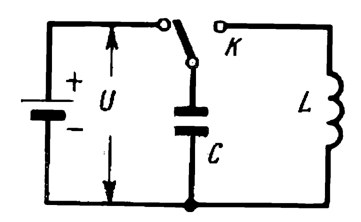


Fig. 7-34. Décharge d'un condensateur sur une inductance

Un circuit qui comprend une inductance et une capacité est un *circuit oscillant* (si les pertes dans ce circuit ne sont pas trop grandes). Examinons le phénomène d'importance capitale pour l'interprétation des phénomènes de résonance à savoir la décharge d'un condensateur sur une inductance en absence de pertes dans le circuit.

La capacité C (fig. 7-34) est chargée par une certaine source d'énergie électrique jusqu'à la tension U et dans son champ électrique est emmagasinée une énergie $\frac{CU^2}{2}$. Ensuite par le commutateur K la capacité est branchée sur l'inductance L. Le condensateur commence à se décharger et dans le circuit apparaît un courant i qui augmente progressivement. La force électromotrice d'auto-induction e s'oppose à l'accroissement du courant, et au fur et à mesure que le

courant augmente une énergie $\frac{Li^2}{2}$ est accumulée dans le champ magnétique de l'inductance. Lorsque le condensateur est complètement déchargé et l'énergie de son champ électrique est épuisée, le courant dans le circuit ne disparaît pas car la force électromotrice d'auto-induction s'oppose à la diminution du courant. Maintenant aux dépens de l'énergie du champ magnétique le courant est maintenu dans le même sens ; il s'agit maintenant d'un courant qui charge la capacité dans le sens inverse (fig. 7-35). Cette recharge continue

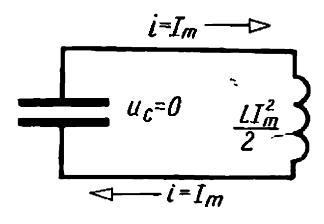


Fig. 7-35. Schéma de répartition de l'énergie entre les champs électrique et magnétique pendant la première partie du cycle d'oscillation

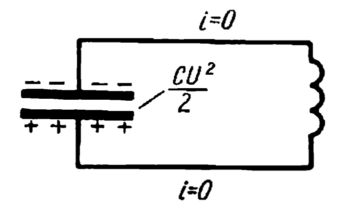


Fig. 7-36. Schéma de répartition de l'énergie entre les champs électrique et magnétique à la fin de la deuxième partie du cycle d'oscillation

jusqu'au moment où la capacité est chargée jusqu'à la tension U (car il n'y a pas de pertes dans le système) mais l'armature qui au début avait une charge positive reçoit maintenant une charge négative de même valeur absolue. Toute l'énergie passera du champ magnétique de l'inductance dans le champ électrique de la capacité (fig. 7-36), après quoi commencera la décharge de la capacité sur l'inductance avec un courant de sens inverse, etc. Etant donné que dans le circuit parfait examiné il n'y a pas de pertes, le phénomène d'oscillation ne sera pas amorti. Déterminons maintenant la fréquence de ce phénomène. Dans un circuit oscillant, selon la deuxième loi de Kirchhoff, on a:

$$u_C + e = 0. \quad (7\text{-}34)$$

Le courant de décharge de la capacité est:

$$i = -C\frac{du_C}{dt}.$$

Par conséquent, la force électromotrice sera égale à:

$$e = -L\frac{di}{dt} = LC\frac{d^2u_C}{dt^2};$$

en introduisant cette expression dans la formule (7-34) on obtient l'équation différentielle du circuit oscillant sans pertes:

$$u_C + LC\frac{d^2u_C}{dt^2} = 0. \quad (7\text{-}35)$$

Nous cherchons la solution de cette équation sous la forme générale connue:

$$u_C = Ae^{\gamma t},$$

où e est la base des logarithmes naturels et γ et A sont déterminés par substitution. Ecrivons l'équation caractéristique

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} = \gamma^2 Ae^{\gamma t},$$

$$Ae^{\gamma t} + LC\gamma^2 Ae^{\gamma t} = 0,$$

donc

$$1 + LC\gamma^2 = 0.$$

On obtient donc pour γ deux valeurs:

$$\gamma_{1,2} = \pm j\frac{1}{\sqrt{LC}} = \pm j\omega_0;$$

où $j = \sqrt{-1}$ et $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

L'intégrale de l'équation est donc la somme

$$u_C = A_1 e^{j\omega_0 t} + A_2 e^{-j\omega_0 t}. \tag{7-36}$$

L'expression correspondante du courant sera:

$$i = -C\frac{du_C}{dt} = -CA_1 j\omega_0 e^{j\omega_0 t} + CA_2 j\omega_0 e^{-j\omega_0 t} =$$

$$= Cj\omega_0 (A_2 e^{-j\omega_0 t} - A_1 e^{j\omega_0 t}). \tag{7-37}$$

Pour déterminer A_1 et A_2 revenons aux conditions initiales; pour $t = 0$, à l'instant du début de la décharge de la capacité $u_C = U$ et $i = 0$, donc, conformément à (7-36) et (7-37), on a:

$$U = A_1 + A_2; \quad 0 = A_1 - A_2,$$

d'où

$$A_1 = A_2 = \frac{U}{2}.$$

Ensuite

$$e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} = 2\cos\omega_0 t;$$

$$e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t} = 2j\sin\omega_0 t,$$

ce qui permet de dire que la tension aux bornes de la capacité et le courant dans le circuit sont des fonctions sinusoïdales du temps:

$$u_C = U\cos\omega_0 t = U\sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{7-38}$$

et

$$i = U\omega_0 C \sin \omega_0 t. \tag{7-39}$$

Le circuit est parcouru par un courant alternatif sinusoïdal et la tension aux bornes de la capacité varie sinusoïdalement bien qu'une source de courant alternatif soit absente dans le circuit (fig. 7-37). La pulsation de ces oscillations harmoniques libres $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ est déterminée par l'inductance et la capacité du circuit oscillant.

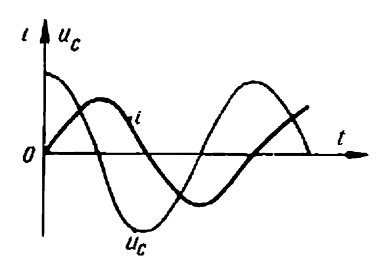


Fig. 7-37. Courbes des valeurs instantanées du courant et de la tension d'un condensateur lors d'une décharge oscillante entretenue

Quand on connecte un circuit oscillant à une source de courant alternatif les phénomènes de résonance apparaissent lorsque la pulsation ω de la source est égale à la pulsation ω_0 du circuit. Si la source est couplée en série avec les éléments du circuit oscillant, la résonance série est possible et si l'on connecte la source parallèlement à ces éléments, la résonance parallèle est possible.

7-13. Résonance série

Dans le cas où la pulsation ω du générateur est égale à $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ pour des mêmes valeurs de R, L et C et pour une tension invariable U, on aura le courant I maximal ; il ne sera limité que par la résistance pure du circuit. En effet, dans ce cas $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ et la réactance du circuit (voir fig. 7-30) sera :

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \tag{7-40}$$

et l'impédance

$$z = \sqrt{R^2 + X^2} = R,$$

c'est-à-dire minimale. Le courant $I = \frac{U}{R}$ bien au contraire atteint

son maximum

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{X}{R} = 0,$$

donc le courant est en phase avec la tension.

Ce cas est appelé *résonance série.*

Par suite de l'égalité de la réactance inductive et de la réactance capacitive, les tensions correspondantes U_L et U_C sont égales et puisque leurs phases sont opposées, elles se compensent mutuellement.

L'égalité de la réactance inductive et de la réactance capacitive est la *condition caractéristique de la résonance série.*

Si la fréquence du générateur est égale à la fréquence propre du circuit on est en présence du phénomène de résonance pour lequel l'amplitude des oscillations, c'est-à-dire le courant, devient maximum. La présence dans le circuit d'une résistance pure ne change pas le caractère de ces oscillations entretenues car les pertes d'énergie sont constamment compensées par le générateur.

La relation (7-40) montre qu'on peut atteindre la résonance soit en changeant la fréquence ω, soit en changeant l'inductance L ou la capacité C du circuit.

La résonance série peut être dangereuse pour une installation si la réactance inductive ωL et la réactance capacitive $\frac{1}{\omega C}$, qui lui est égale, dépassent de beaucoup sa résistance pure R. Dans ce cas les tensions aux bornes de la capacité $U_C = \frac{U}{R}\frac{1}{\omega C}$ et de l'inductance $U_L = \frac{U}{R}\omega L$ seront beaucoup plus grandes que la tension du générateur appliquée aux extrémités du circuit et l'isolation du condensateur et de la bobine peut claquer.

Un tel cas peut avoir lieu, par exemple, lorsque l'on branche en série dans une ligne à câble partant du générateur une bobine d'un appareil quelconque dont l'inductance est en résonance avec la capacité du câble.

Cependant dans de nombreux domaines d'électrotechnique le phénomène de résonance est utilisé avec profit. Ainsi, toute la radiotechnique est basée sur le phénomène de résonance; par exemple, accorder un récepteur radio sur un poste émetteur quelconque consiste à obtenir la résonance de son circuit oscillant avec la fréquence des ondes électromagnétiques émises par ce poste.

Si la tension de la source U et les paramètres du circuit R, L, C restent inchangés et la pulsation ω varie, les réactances, donc l'intensité du courant I dans le circuit ainsi que les tensions U_L et U_C aux bornes de la bobine et du condensateur varient également. Les courbes de I, U_L et U_C en fonction de la pulsation (ou de la fréquence)

sont appelées *courbes de résonance* (fig. 7-38). Comme nous l'avons déjà indiqué, la courbe I a son maximum pour $\omega = \omega_0$, c'est-à-dire à la résonance. La courbe U_L a son maximum pour une fréquence plus grande et la courbe U_C pour une fréquence plus petite. On peut

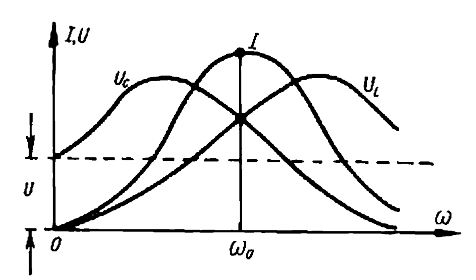


Fig. 7-38. Courbes de résonance à fréquence variable

s'en convaincre en exprimant U_L et U_C par les paramètres constants du circuit R, L et C et en déterminant ensuite les valeurs maximales de ces expressions.

7-14. Puissance instantanée et puissance moyenne du courant alternatif

La puissance du courant alternatif est évidemment aussi une grandeur alternative. Sa valeur à un instant quelconque ou sa *puissance instantanée* est :

$$p = ui. \tag{7-41}$$

Si le courant et la tension sont sinusoïdaux, leurs valeurs instantanées peuvent être représentées sous la forme suivante :

$$i = I_M \sin \omega t$$

et

$$u = U_M \sin (\omega t + \varphi),$$

de sorte que la puissance instantanée sera :

$$p = U_M I_M \sin (\omega t + \varphi) \sin \omega t. \tag{7-42}$$

Mais

$$U_M = U\sqrt{2} \quad \text{et} \quad I_M = I\sqrt{2}$$

de sorte que

$$U_M I_M = 2UI.$$

D'autre part, en trigonométrie on a la formule :

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta)$$

donc

$$\sin(\omega t+\varphi)\sin\omega t=\frac{1}{2}\cos\varphi-\frac{1}{2}\cos(2\omega t+\varphi).$$

En introduisant les expressions $U_M I_M$ et les produits de sinus dans la formule (7-42) on obtient:

$$p=UI\cos\varphi-UI\cos(2\omega t+\varphi). \qquad (7\text{-}43)$$

La puissance instantanée du courant alternatif prend donc la forme d'une somme de deux grandeurs: l'une constante $UI\cos\varphi$ et l'autre sinusoïdale $-UI\cos(2\omega t+\varphi)$, qui varie avec une fréquence double (par rapport au courant et à la tension).

La *puissance moyenne* (pendant une période) P peut être déterminée par la formule

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\,dt, \qquad (7\text{-}44)$$

et puisque la valeur moyenne du deuxième terme dans la formule (7-43) est égale à zéro on a

$$P=UI\cos\varphi. \qquad (7\text{-}45)$$

C'est la principale formule de la puissance moyenne du courant alternatif. Etant donné que sa déduction n'est pas liée à des particularités quelconques du circuit considéré, elle peut être utilisée pour un circuit quelconque à courant alternatif sinusoïdal ou pour une portion quelconque d'un tel circuit.

La puissance moyenne est également appelée puissance *active* à la différence de la puissance *réactive* et de la puissance *apparente* dont nous parlerons dans le paragraphe suivant.

L'expression de la puissance moyenne que nous venons de trouver diffère de celle de la puissance du courant continu par la présence du facteur $\cos\varphi$, appelé *facteur de puissance*.

Plus le $\cos\varphi$ est petit, donc plus le déphasage entre la tension et le courant est grand, plus la puissance moyenne est petite pour des mêmes valeurs du courant et de la tension. Plus le $\cos\varphi$ est petit, plus le courant est grand pour des valeurs données de la tension et de la puissance.

Un faible $\cos\varphi$ a pour résultat l'utilisation incomplète de l'équipement électrique et la diminution de son rendement. Si par exemple l'alternateur d'une centrale thermique qui fonctionne à la tension de 6 000 V (6 kV) est prévu pour un courant maximal de 200 A, pour un $\cos\varphi=0,9$ il peut fournir une puissance moyenne

$$P=6\cdot200\cdot0,9=1\,080\text{ kW}$$

pour laquelle seront calculées la turbine à vapeur qui entraîne cet alternateur et les chaudières correspondantes. Mais s'il s'avère que le récepteur qui reçoit l'énergie de cet alternateur a en réalité un $\cos\varphi = 0{,}45$, c'est-à-dire deux fois plus petit, la puissance moyenne que l'on peut obtenir de l'alternateur sera aussi deux fois plus petite, et par suite l'alternateur, la turbine et les chaudières seront utilisés seulement à la moitié de leur puissance. Mais puisque les pertes par

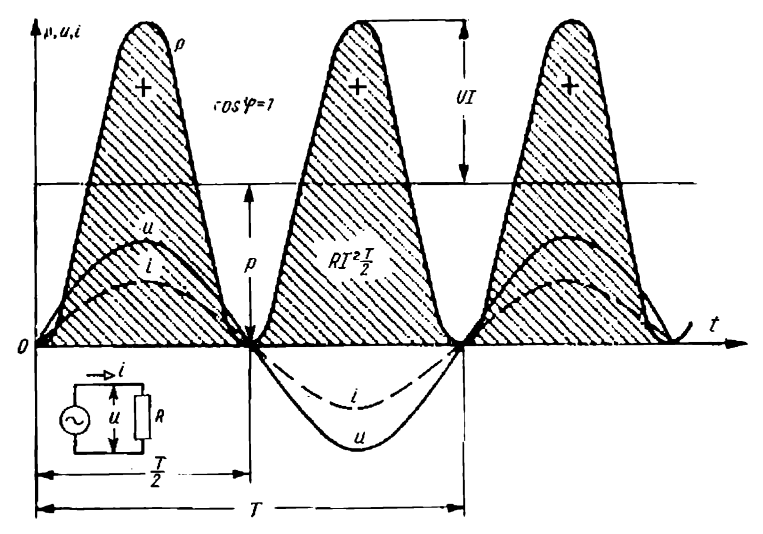


Fig. 7-39. Courbes des valeurs instantanées de la puissance, de la tension et du courant d'un circuit qui ne comprend que R

chaleur dans l'alternateur et les fils de connexion pour le même courant restent invariables, en pour cent de la puissance moyenne, elles seront deux fois plus grandes, c.-à.-d. que le rendement de l'alternateur et des fils de connexion baissera considérablement. On comprend ainsi l'importance de maintenir le cosinus φ des installations suffisamment élevé.

Pour stimuler la marche des installations à cosinus φ élevé, on applique un tarif différentiel pour l'énergie électrique. Le prix d'une unité d'énergie (1 kWh) dépend alors du cosinus φ moyen mensuel et diminue avec l'augmentation du cosinus φ. Un faible facteur de puissance est provoqué le plus souvent par une charge insuffisante des moteurs électriques; pour cette raison le choix judicieux de la puissance des moteurs électriques est le moyen principal d'obtenir un cosinus φ élevé. Dans les installations existantes un cosinus φ insuffisamment élevé peut être amélioré par l'emploi de condensateurs. Ce problème sera examiné dans le § 7-19.

L'étude des courbes de puissance instantanée des circuits à courant alternatif les plus simples nous donne un tableau assez clair des phénomènes énergétiques dans un circuit à courant alternatif.

Si le circuit contient seulement une résistance pure (fig. 7-39), pour une tension sinusoïdale $u = U_M \sin \omega t$ aux bornes d'un circuit, le courant dans ce dernier est en phase avec la tension: $i = \frac{U_M}{R} \sin \omega t = I_M \sin \omega t$; la puissance instantanée dans le circuit sera:

$$p = ui = U_M I_M \sin^2 \omega t = \frac{U_M I_M}{2} (1 - \cos 2\omega t) = UI - UI \cos 2\omega t;$$

par conséquent, la puissance instantanée est une grandeur pulsatoire qui varie entre zéro et $2UI$. La fréquence de ces pulsations est deux fois supérieure à la fréquence du courant alternatif. Indépendamment du sens du courant dans le circuit la puissance est toujours positive et l'énergie se déplace toujours de la source vers le récepteur et c'est seulement sa vitesse de déplacement qui varie. L'aire limitée par la courbe $p = F(t)$ et l'axe des abscisses représente, à l'échelle du dessin, l'intégrale de la puissance dans le temps, donc l'énergie fournie par la source au récepteur. En une période de pulsation cette energie sera:

$$W = \int_0^{\frac{T}{2}} ui \, dt$$

et puisque dans le circuit considéré

$$u = Ri,$$

on a:

$$W = \int_0^{\frac{T}{2}} Ri^2 \, dt = R \int_0^{\frac{T}{2}} i^2 \, dt,$$

mais selon la formule (7-9) on a:

$$R \int_0^{\frac{T}{2}} i^2 \, dt = RI^2 \frac{T}{2},$$

donc

$$W = RI^2 \frac{T}{2}.$$

c'est-à-dire que toute l'énergie fournie par la source au récepteur pendant le temps T est transformée dans celui-ci en énergie thermique.

Si le circuit à courant alternatif ne contient qu'une inductance (fig. 7-40), pour un courant sinusoïdal $i = I_M \sin \omega t$, la tension aux bornes de ce circuit est $u = U_M \cos \omega t$ (§ 7-7) et la puissance instantanée sera :

$$p = ui = U_M I_M \sin \omega t \cdot \cos \omega t = \frac{U_M I_M}{2} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t ;$$

dans un tel circuit la puissance instantanée est donc une grandeur alternative qui varie sinusoïdalement à une fréquence deux fois supérieure à celle du courant alternatif. Pendant un quart de période la

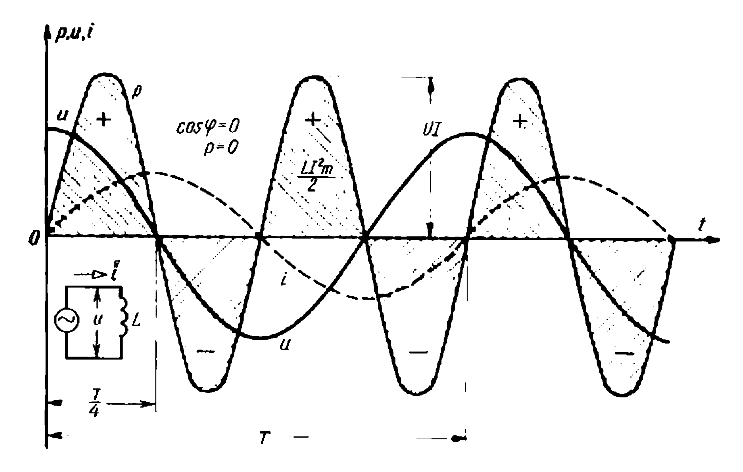


Fig. 7-40. Courbes des valeurs instantanées de la puissance, de la tension et du courant d'un circuit qui ne comprend que L

puissance est positive et pendant l'autre quart, elle est négative. La puissance est positive tant que le courant dans le circuit croît ; pendant ce temps une accumulation d'énergie a lieu dans le champ magnétique de l'inductance. Lorsque le courant diminue, la puissance est négative ; pendant ce temps le champ magnétique diminue et l'énergie qui y est accumulée revient à la source. Pendant le deuxième quart de période l'énergie dans le circuit se déplace en sens inverse du récepteur vers la source ce qui explique le changement du signe de la puissance. Pour prouver ces considérations générales déterminons par intégration l'énergie emmagasinée par le circuit pendant le quart de période où la puissance est positive :

$$W = \int_0^{\frac{T}{4}} ui \, dt,$$

et puisque dans le circuit considéré on a:

$$u + e_L = 0 \quad \text{ou} \quad u = -e = L\frac{di}{dt},$$

donc

$$W = L\int_0^{I_M} i\,di = \frac{LI_M^2}{2};$$

les limites d'intégration y sont déterminées par le fait que pour $t = 0$ le courant $i = 0$, et pour $t = \frac{T}{4}$ le courant $i = I_M$.

Il en résulte que toute l'énergie W fournie par la source pendant le temps $\frac{T}{4}$ est accumulée dans le champ magnétique du récepteur.

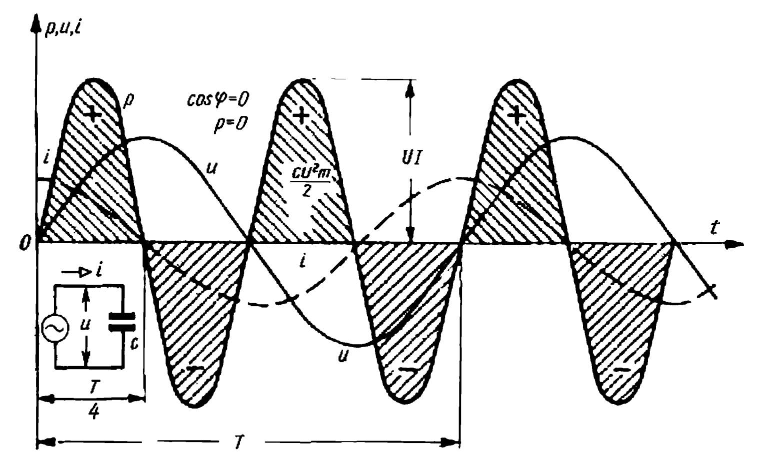


Fig. 7-41. Courbes des valeurs instantanées de la puissance, de la tension et du courant d'un circuit qui ne comprend que C

Pendant le quart de période suivant cette énergie est restituée à la source; pendant la période T la puissance moyenne est:

$$P = 0.$$

Le circuit est l'objet d'oscillations d'énergie entre la source et le récepteur qui font circuler dans les fils un courant réactif (§ 7-16).

Examinons maintenant le cas d'un circuit purement capacitif (fig. 7-41). Pour une tension sinusoïdale $u = U_M \sin \omega t$, le courant, en avance sur la tension d'un quart de période, varie suivant cosinusoïde (§ 7-10), c'est-à-dire que

$$i = I_M \cos \omega t.$$

L'expression de la puissance instantanée pour ce circuit sera la même que pour un circuit qui comprend seulement une inductance:

$$p = ui = UI \sin 2\omega t.$$

Cette puissance sera également une grandeur sinusoïdale qui varie à une fréquence deux fois supérieure à celle du courant alternatif. Mais à la différence d'un circuit comprenant une inductance L, la puissance y est positive tant que la tension aux bornes de la capacité augmente. Pendant ce temps la capacité est chargée et une accumulation d'énergie dans son champ électrique a lieu. Lorsque la

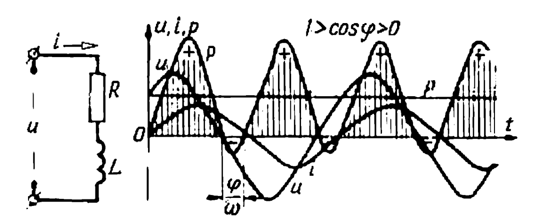


Fig. 7-42. Courbes des valeurs instantanées de la puissance, de la tension et du courant d'un circuit constitué par R et L

tension baisse, la capacité se décharge sur la source, l'énergie du champ électrique se déplace en sens inverse vers la source et la puissance instantanée en ce moment est négative. Intégrons cette puissance pour le quart de période où elle est positive:

$$W = \int_0^{\frac{T}{4}} ui\,dt, \quad \text{mais } i = C\frac{du}{dt},$$

donc

$$W = \int_0^{\frac{T}{4}} ui\,dt = C\int_0^{U_M} u\,du = \frac{CU_M^2}{2},$$

c'est-à-dire que toute l'énergie fournie par la source pendant ce quart de période est accumulée dans le champ électrique.

La connaissance des phénomènes énergétiques ayant lieu dans les circuits simples permet de mieux se représenter ces phénomènes dans le cas du récepteur le plus répandu ayant une résistance et une inductance (il est équivalent à un moteur à courant alternatif). Dans ce cas la courbe de puissance instantanée est positive pendant la plus grande partie de la période et elle est négative pendant une partie plus petite de cette période (fig. 7-42). On peut considérer

que dans le circuit ont lieu simultanément deux phénomènes énergétiques décrits plus haut pour les circuits les plus simples : le phénomène de transmission sans retour de l'énergie absorbée dans la résistance pure et le phénomène d'oscillations de l'énergie entre la source et le champ magnétique de l'inductance.

Plus le cosinus φ est petit, plus grand est le rôle des oscillations inutiles de l'énergie dans le circuit ; une partie de l'énergie reçue pendant un quart de période est rendue à la source pendant le quart de période suivant.

7-15. Puissance réactive et puissance apparente

La puissance limite que l'on peut obtenir en service continu d'un alternateur dépend de la tension maximale que ce dernier peut fournir compte tenu de sa construction, du courant maximal pour lequel est prévue la section des fils de son enroulement et enfin du cosinus φ du récepteur qui, lors de la fabrication de l'alternateur, peut être connu dans des cas très rares. Pour cette raison dans la fiche signalétique de l'alternateur on est obligé d'indiquer, en plus de sa puissance moyenne, le cosinus φ théorique pour lequel l'alternateur peut fournir cette puissance. On peut éviter cela si l'on caractérise un alternateur (ou un transformateur) par la valeur de sa *puissance apparente*

$$S = UI, \qquad (7\text{-}46)$$

qui est la valeur maximale de la puissance active pour les valeurs efficaces données de la tension et du courant. Bien que l'unité de la puissance apparente soit le même watt (ou le kilowatt) qui sert à mesurer une puissance quelconque, lorsqu'il s'agit de l'appliquer à la puissance apparente on lui donne l'appellation de *volt-ampère* (ou *kilovolt-ampère*). Grâce à cela au lieu d'employer l'expression *puissance apparente* on peut dire simplement la *puissance* de l'alternateur sans risque d'être mal compris. Ainsi, quand on dit « alternateur de 20 000 kVA de puissance » on entend la puissance apparente de cet alternateur.

La puissance apparente est liée à la puissance active par la relation :

$$P = S \cos \varphi, \qquad (7\text{-}47)$$

qui permet de trouver la puissance active de l'alternateur dans des conditions déterminées de charge ou de choisir la puissance apparente nécessaire de l'alternateur capable de supporter une telle charge.

En utilisant les grandeurs P et S on peut présenter l'expression (7-43) de la puissance instantanée sous une forme plus compacte :

$$p = P - S \cos (2\omega t + \varphi)$$

ou

$$p = P + p',$$

où

$$p' = -S\cos(2\omega t + \varphi)$$

est la *composante alternative* de la puissance instantanée ; elle montre aussi que la puissance apparente est l'amplitude de cette composante alternative. La fig. 7-43 représente les courbes de la tension, du courant et de la puissance instantanée pour le cas où le courant est en retard sur la tension de 60°, c'est-à-dire lorsque cos $\varphi = 0{,}5$. Aux

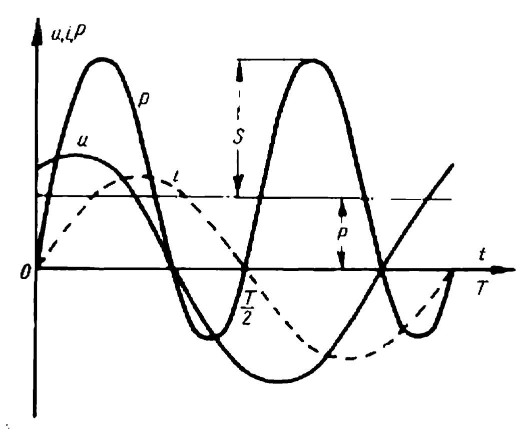


Fig. 7-43. Courbes de la puissance instantanée et de la puissance apparente S

instants où les valeurs instantanées du courant et de la tension ont des signes différents, la puissance instantanée est négative, donc l'énergie est transmise non pas de l'alternateur au récepteur, mais inversement du récepteur à l'alternateur. Dans les champs magnétique et électrique d'un récepteur ayant une inductance L et une capacité C, la réserve d'énergie emmagasinée est :

$$W = \frac{Li^2}{2} + \frac{Cu_C^2}{2},$$

qui augmente grâce à l'énergie fournie par l'alternateur lorsque i et u_C augmentent en valeur absolue et diminue lorsque ces derniers diminuent. L'énergie rendue par les champs magnétique et électrique ainsi que l'énergie venant de l'alternateur sont transformées en chaleur dans la résistance du récepteur. Mais lorsque la vitesse de remise de l'énergie par les champs électrique et magnétique dépasse la grandeur Ri^2, l'excédent d'énergie revient dans l'alternateur en accélérant pour un temps court sa vitesse de rotation. Pendant ces intervalles de temps la puissance de l'alternateur est négative.

On a tracé (fig. 7-43) une droite horizontale qui représente la *composante continue* P de la puissance instantanée. Par rapport à cette droite les ordonnées de la courbe p représentent la composante alternative p' de la puissance instantanée dont l'amplitude S est également indiquée sur la fig. 7-43.

Si dans le circuit se trouvent deux ou plusieurs récepteurs couplés en série à différents cosinus φ, c'est-à-dire ayant des rapports de la puissance active à la puissance apparente différents, la puissance apparente du circuit entier (ou la puissance apparente nécessaire de l'alternateur qui lui serait équivalente) ne peut pas être obtenue par simple addition des puissances apparentes de différents récepteurs. En effet, la puissance apparente du circuit entier sera

$$S = UI, \tag{7-48}$$

où I est le courant dans n'importe quel récepteur et U est la tension totale du circuit qui est la somme vectorielle et non pas la somme arithmétique de la tension de chaque récepteur. La valeur absolue de cette tension peut être déterminée par les tensions active et réactive totales suivant la formule:

$$U = \sqrt{U_a^2 + U_r^2}, \tag{7-49}$$

où

$$\left.\begin{aligned} U_a &= \sum_{k=1}^{n} U_k \cos \varphi_k ; \\ U_r &= \sum_{k=1}^{n} U_k \sin \varphi_k . \end{aligned}\right\} \tag{7-50}$$

En introduisant l'expression (7-49) dans la formule (7-48) et en portant I sous le radical, nous obtenons:

$$S = \sqrt{(U_a I)^2 + (U_r I)^2} = \sqrt{(UI \cos \varphi)^2 + (UI \sin \varphi)^2}. \tag{7-51}$$

Mais l'expression qui se trouve entre les premières parenthèses est:

$$UI \cos \varphi = P \tag{7-52}$$

qui n'est rien d'autre que la puissance active de tout le circuit. A l'aide de la première des formules (7-50) on peut lui donner la forme:

$$P = \sum_{k=1}^{n} U_k I \cos \varphi_k = \sum_{k=1}^{n} P_k, \tag{7-53}$$

où chaque terme de la somme représente la puissance active d'un récepteur individuel. La relation (7-53) découle également de la loi de conservation de l'énergie.

L'expression analogue entre les deuxièmes parenthèses de la formule (7-51) est désignée par la lettre Q et est appelée *puissance réactive* du circuit entier:

$$UI \sin \varphi = Q. \tag{7-54}$$

A l'aide de la deuxième formule (7-50) on peut lui donner la forme suivante:

$$Q = \sum_{k=1}^{n} U_k I \sin \varphi_k = \sum_{k=1}^{n} Q_k, \tag{7-55}$$

où chaque terme de la somme a été composé de façon analogue à la puissance réactive de tout le circuit et représente la puissance réactive d'un récepteur individuel. De cette façon la puissance réactive du circuit entier est égale à la somme des puissances réactives des récepteurs individuels. Puisque sinus φ_k est positif, lorsque la tension U_k est en avance sur le courant I, et est négatif dans le cas inverse, la puissance réactive de chaque récepteur est positive pour $\varphi_k > 0$ et négative pour $\varphi_k < 0$. *La puissance réactive totale est* donc la *somme algébrique* des puissances réactives de chaque récepteur.

Le watt (ou le kilowatt) est aussi une unité de puissance réactive mais comme dans le cas de puissance apparente il a une appellation spéciale *volt-ampère* (ou kilovolt-ampère) *réactif* et est désigné VAR (ou kVAR).

En introduisant les formules (7-52) et (7-54) dans la formule (7-51) on obtient:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \tag{7-56}$$

De cette façon, pour calculer la puissance apparente du circuit entier il faut d'abord trouver à l'aide des formules (7-53) et (7-54) la puissance active totale et la puissance réactive totale et puis par la formule (7-56) déterminer la puissance apparente totale.

En divisant l'expression (7-54) par (7-52) on obtient:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P}, \tag{7-57}$$

et en divisant les expressions (7-54) et (7-52) par (7-48) on trouve:

$$\sin \varphi = \frac{Q}{S} \tag{7-58}$$

et

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}. \tag{7-59}$$

Les relations (7-56) — (7-59) montrent que P, Q et S (du circuit entier ou de chaque récepteur) peuvent être considérées comme les

côtés d'un triangle rectangle (fig. 7-44) ayant un angle φ entre l'hypoténuse S et le côté P. Ce triangle est appelé *triangle de puissance*.

Pour déterminer le cos φ moyen pendant un certain intervalle de temps (par exemple pendant un mois) il faut introduire dans la formule (7-59) les valeurs moyennes de la puissance active et de la puissance apparente. En utilisant également la formule (7-56) nous obtenons pour le cos φ moyen l'expression

$$\cos\varphi_{\text{moy}} = \frac{P_{\text{moy}}}{\sqrt{P_{\text{moy}}^2 + Q_{\text{moy}}^2}}. \qquad (7\text{-}60)$$

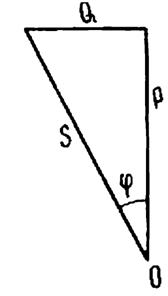


Fig. 7-44. Triangle de puissances

La valeur moyenne de la puissance active P_{moy} est déterminée en divisant la quantité d'énergie dépensée (ou produite) par l'intervalle de temps correspondant T, c'est-à-dire

$$P_{\text{moy}} = \frac{1}{T}\int_0^T P\,dt = \frac{W}{T},$$

où W peut être mesurée à l'aide d'un *compteur d'énergie électrique* (voir plus loin). De façon analogue on détermine la valeur moyenne de la puissance réactive

$$Q_{\text{moy}} = \frac{1}{T}\int_0^T Q\,dt = \frac{W_r}{T}.$$

La grandeur

$$W_r = \int_0^T Q\,dt$$

qui fait partie de cette expression est appelée conventionnellement (par analogie avec W) ***énergie réactive*** et peut également être mesurée à l'aide d'un compteur branché de façon spéciale et appelé compteur d'énergie réactive.

7-16. Conductance, susceptance et admittance

Lorsque le courant et la tension dans une portion de circuit quelconque n'étaient pas en phase, la tension était considérée comme ayant une composante active et une composante réactive. Lors de l'étude des circuits complexes, il s'avère souvent plus commode de décomposer le vecteur du courant en une composante active I_a en phase avec la tension et une composante réactive I_r en avance ou en

retard sur la tension d'un angle de 90°. Du diagramme vectoriel (fig. 7-45) tracé pour une prédominance de la réactance inductive sur la réactance capacitive, c'est-à-dire pour le cas où $\varphi > 0$, il résulte directement:

$$I_a = I\cos\varphi\,; \quad I_r = I\sin\varphi, \qquad (7\text{-}61)$$

ainsi que

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} \quad \text{et} \quad \operatorname{tg}\varphi = \frac{I_r}{I_a}. \qquad (7\text{-}62)$$

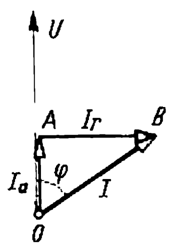


Fig. 7-45. Composantes active et réactive du courant

La grandeur $y = \frac{1}{z}$, l'inverse de l'impédance, est appelée *admittance*. Etant donné que d'après la loi d'Ohm

$$I = \frac{U}{z} = Uy,$$

les formules (7-61) peuvent être représentées sous la forme:

$$I_a = Uy\cos\varphi\,; \quad I_r = Uy\sin\varphi,$$

et si l'on désigne par

$$\left.\begin{aligned} g &= y\cos\varphi \text{ la conductance,} \\ b &= y\sin\varphi \text{ la susceptance,} \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}63)$$

ces formules recevront une forme plus simple:

$$I_a = gU\,; \quad I_r = bU. \qquad (7\text{-}64)$$

En divisant tous les côtés du triangle OAB (fig. 7-45) par U nous obtenons le triangle Oab (fig. 7-46) dont la conductance g et la susceptance b forment les côtés et l'admittance y forme l'hypoténuse.

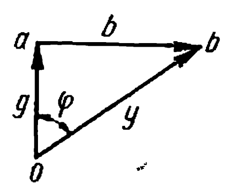


Fig. 7-46. Triangle de conductance, susceptance et admittance

Le triangle (fig. 7-46) nous donne les relations:

$$y = \sqrt{g^2 + b^2} \qquad (7\text{-}65)$$

et

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{b}{g}. \qquad (7\text{-}66)$$

Elles permettent de déterminer y et φ connaissant g et b tandis que les relations (7-63) résolvent le problème inverse.

Il n'est pas difficile d'établir des relations simples entre la conductance et la susceptance d'une portion de circuit d'une part et la résistance pure et la réactance de l'autre part. En introduisant

$$y=\frac{1}{z}; \quad \cos\varphi=\frac{R}{z}; \quad \sin\varphi=\frac{X}{}$$

dans les expressions (7-63) on obtient:

$$g=\frac{R}{z^2}; \quad b=\frac{X}{z^2}. \tag{7-67}$$

La résistance pure et la réactance peuvent être exprimées respectivement par la conductance, la susceptance et l'admittance de la portion de circuit:

$$R=\frac{g}{y^2}; \quad X=\frac{b}{y^2}.$$

Dans le cas particulier où $X=0$ les formules (7-67) se simplifient. Etant donné que $z=R$, on a

$$g=\frac{1}{R}; \quad b=0.$$

Dans l'autre cas particulier où $R=0$ et $z=X$ on obtient:

$$g=0; \quad b=\frac{1}{X}.$$

7-17. Couplage des récepteurs en parallèle

Si deux ou plusieurs récepteurs sont connectés en parallèle (fig. 7-47), ils se trouvent sous la même tension U. Pour diverses

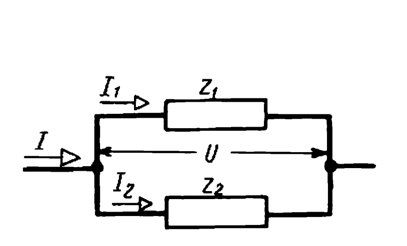


Fig. 7-47. Couplage des récepteurs en parallèle

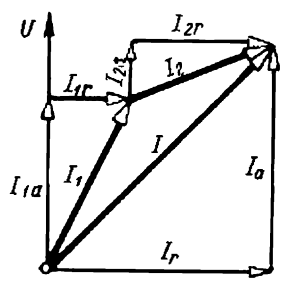


Fig. 7-48. Diagramme vectoriel du circuit représenté sur la fig. 7-47

valeurs des impédances z_1, z_2, etc. les courants I_1, I_2, etc. seront aussi différents en grandeur et en phase et le courant total I sera déter-

miné d'après la première loi de Kirchhoff :

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \ldots$$

qui est la somme géométrique des courants partiels de tous les récepteurs individuels.

Dans le cas de deux récepteurs, la composition des courants est représentée sur le diagramme vectoriel (fig. 7-48) où les deux courants I_1 et I_2 sont décomposés en leurs composantes actives et réactives. Ce diagramme montre que la composante active du courant total I est égale à la somme arithmétique des composantes actives des courants I_1 et I_2 et la composante réactive du courant total I est égale à la somme algébrique des composantes réactives de ces courants :

$$I_a = I_{1a} + I_{2a} + \ldots ;$$
$$I_r = I_{1r} + I_{2r} + \ldots$$

Dans la dernière égalité le courant réactif est considéré comme positif lorsque la susceptance b de la branche est positive, c'est-à-dire d'après (7-63) $\varphi > 0$ et le courant dans la branche est déphasé en arrière par rapport à la tension.

En remplaçant dans ces expressions tous les courants par les produits de la tension U par la conductance ou la susceptance correspondantes on obtient :

$$Ug = U(g_1 + g_2 + \ldots)$$

et

$$Ub = U(b_1 + b_2 + \ldots),$$

d'où

$$\left.\begin{aligned} g = g_1 + g_2 + \ldots = \sum g_k \\ b = b_1 + b_2 + \ldots = \sum b_k, \end{aligned}\right\} \quad (7\text{-}68)$$

c'est-à-dire que la conductance équivalente du groupe de récepteurs branchés en parallèle est égale à la somme de leurs conductances et la susceptance équivalente est égale à la somme de leurs susceptances (en tenant compte de leur signe).

Selon la formule (7-65) on a :

$$I = Uy = U\sqrt{g^2 + b^2};$$

en introduisant ici g et b provenant de (7-68) on obtient :

$$I = U\sqrt{(\sum g_k)^2 + (\sum b_k)^2}. \quad (7\text{-}69)$$

Si n récepteurs branchés en parallèle ont les mêmes conductances g_n et les mêmes susceptances b_n et par conséquent les mêmes résistances pures R_n et les mêmes réactances X_n, les conductances

et les susceptances équivalentes sont déterminées par les relations

$$g = ng_n \quad \text{et} \quad b = nb_n$$

et on obtient pour la résistance pure et la réactance correspondantes les valeurs :

$$R = \frac{R_n}{n} \quad \text{et} \quad X = \frac{X_n}{n}. \tag{7-70}$$

7-18. Résonance parallèle

Lorsque les éléments d'un circuit oscillant (inductances et capacités) sont couplés en parallèle sur la source de courant alternatif, on a le phénomène de *résonance parallèle* pour lequel dans les branches

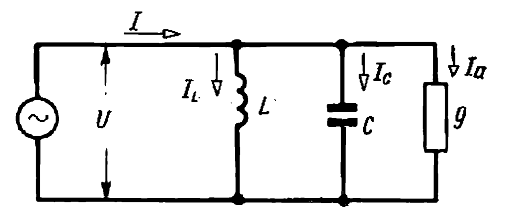


Fig. 7-49. Circuit où la résonance parallèle est possible

(inductive et capacitive) des courants qui dépassent considérablement le courant provenant de la source peuvent naître.

Dans une bobine d'inductance chaque spire possède une résistance pure et une inductance ; nous avons utilisé le circuit équivalent d'une bobine dans lequel la résistance pure et l'inductance étaient séparées et couplées en série. Cependant une telle bobine peut être représentée par un schéma dans lequel l'inductance est placée dans une branche et la résistance pure dans une autre.

La fig. 7-49 donne le schéma de trois dérivations dont la première est purement inductive, la deuxième purement capacitive et la troisième purement conductive, cette dernière peut représenter les pertes dans la bobine et dans la capacité ($U^2g = \sum P_{\text{pertes}}$). La loi d'Ohm pour un tel couplage en parallèle est exprimée par la formule :

$$I = U \sqrt{g^2 + (b_C - b_L)^2}.$$

La *condition générale de la résonance parallèle* est donnée par l'égalité de la susceptance capacitive et la susceptance inductive

$$b_C = b_L. \tag{7-71}$$

Pour le schéma (fig. 7-49) les susceptances des branches sont des grandeurs inverses des réactances correspondantes ; donc, en utilisant

la formule (7-71) on trouve

$$\omega C = \frac{1}{\omega L}$$

et la pulsation

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0,$$

c'est-à-dire que la condition (7-71) pour le schéma représenté sur la fig. 7-49 est donnée par la coïncidence de la fréquence forcée et de la fréquence propre qui forme la condition générale de la résonance.

On peut obtenir la résonance parallèle en faisant varier ω ou ω_0. On peut modifier la valeur de ω_0 en faisant varier l'inductance L ou la capacité C. La fig. 7-50 donne pour le schéma (fig. 7-49) les

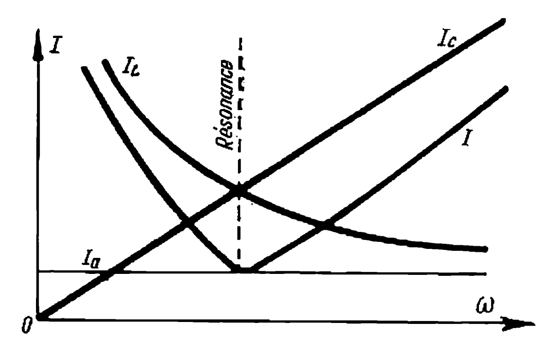


Fig. 7-50. Courbes de résonance du circuit représenté sur la fig. 7-49

courbes des courants en fonction de la fréquence ω. A la résonance, le courant total I atteint sa valeur minimale $I = Ug$ et est en phase avec la tension.

Alors la source de courant alternatif et les fils qui la réunissent au circuit oscillant ne sont pas parcourus par un courant réactif. Les courants réactifs, selon (7-71), sont égaux en valeur:

$$Ub_C = I_C = Ub_L = I_L. \tag{7-72}$$

Ils sont en opposition de phase et en réalité forment un seul courant réactif qui circule dans la boucle formée par l'inductance et la capacité (fig. 7-51).

Les courbes de puissance instantanée de la branche inductive et de la branche capacitive sont également en opposition de phase. Par conséquent, lorsque l'énergie est accumulée dans le champ magnétique de l'inductance, elle diminue dans le champ électrique de la capacité. Dans ce système l'énergie se déplace entre l'inductance

et la capacité et la source n'est pas soumise à ces oscillations et fournit seulement l'énergie nécessaire pour compenser les pertes dans la branche à résistance pure.

La fig. 7-52 donne un exemple de diagramme vectoriel pour le cas d'une résonance parallèle.

Si dans le circuit où est réalisée la condition nécessaire de résonance parallèle on augmente simultanément de m fois les deux suscep-

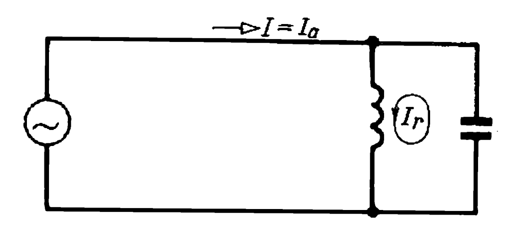


Fig. 7-51. Elimination du courant réactif dans la source et dans la ligne à l'aide d'un condensateur

tances, c'est-à-dire si l'on branche $b'_C=mb_C$ et $b'_L=mb_L$, d'après la formule (7-72) les deux courants réactifs I_C et I_L augmenteront de m fois tout en restant égaux en grandeur. Etant donné que la condition de la résonance n'a pas été violée et la susceptance de deux dérivations sera $b=b_C-b_L=0$, l'accroissement des courants réactifs ne fera pas changer le courant total qui sera toujours égal à $I=Ug$.

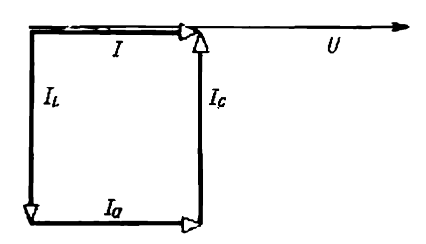


Fig. 7-52. Diagramme vectoriel dans le cas d'une résonance parallèle

Donc, en principe, en branchant des récepteurs correspondants on peut augmenter infiniment les courants dans les branches sans faire changer pour cela le courant de la source. En réalité, il n'y a pas de récepteurs de courant réactif sans pertes (surtout des récepteurs de courant inductif) et pour cette raison avec l'accroissement des susceptances dans une certaine mesure augmente inévitablement aussi la conductance et proportionnellement à cette dernière croît le courant total fourni par la source d'énergie.

Remarquons que pour $b_C=b_L$ l'admittance du circuit représenté sur le schéma de la fig. 7-49 est égale à la conductance $y=g$ et l'impédance z de deux dérivations est maximale et si les pertes dans les branches du schéma réel sont négligeables $g\approx 0$, pour une résonance parallèle $z\approx\infty$, c'est-à-dire que la résonance parallèle parfai-

te est équivalente à une coupure du circuit. Cette propriété du schéma est utilisée dans les filtres dits à circuit bouchon (§ 10-10).

Souvent les pertes dans l'inductance et dans la capacité sont représentées par des résistances pures couplées en série avec l'inductance et la capacité (fig. 7-53); le diagramme correspondant est présenté sur la fig. 7-53, *b*. La condition de la résonance parallèle (7-71) reste valable également pour ce cas mais l'inductance et la

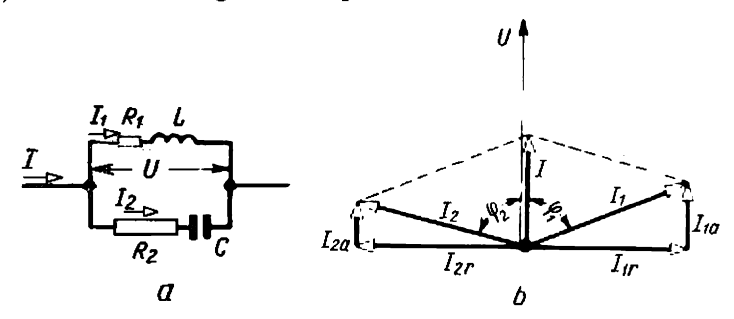


Fig. 7-53. Couplage en série des résistances et des réactances dans un circuit où la résonance parallèle est possible:
a — schéma; *b* — diagramme vectoriel

susceptance sont exprimées autrement en fonction des paramètres du circuit. Pour le schéma de la fig. 7-53 la conductance et la susceptance de la première dérivation seront:

$$g_1 = \frac{R_1}{z_1^2} = \frac{R_1}{R_1^2 + X_L^2}; \qquad b_1 = \frac{X_L}{z_1^2} = \frac{X_L}{R_1^2 + X_L^2},$$

et la conductance et la susceptance de la deuxième dérivation:

$$g_2 = \frac{R_2}{z_2^2} = \frac{R_2}{R_2^2 + X_C^2}, \qquad b_2 = \frac{X_C}{z_2^2} = \frac{X_C}{R_2^2 + X_C^2}.$$

Vu l'égalité des susceptances, on a:

$$\frac{X_C}{R_2^2 + X_C^2} = \frac{X_L}{R_1^2 + X_L^2}. \qquad (7\text{-}73)$$

Si les résistances pures R_1 et R_2 sont égales, la condition (7-73) est satisfaite lorsque $X_L = X_C$ ou

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0,$$

c'est-à-dire que dans ce cas la condition de résonance parallèle coïncide avec la condition générale de la résonance série.

7-19. Amélioration du facteur de puissance

Le facteur de puissance ($\cos \varphi$) d'un récepteur dans lequel prédomine une réactance inductive peut être relevé par le couplage d'un condensateur en parallèle avec le récepteur (fig. 7-54). On le voit sur le diagramme vectoriel (fig. 7-55) où I_1 désigne le courant du récepteur, I_2 le courant du condensateur et I le courant résultant de l'installation. Le déphasage résultant φ, comme on le voit sur le diagramme, est inférieur au déphasage φ_1 du récepteur et par suite

$$\cos \varphi > \cos \varphi_1.$$

Il n'est pas difficile de trouver la capacité nécessaire pour faire passer le déphasage de la valeur donnée φ_1 à une nouvelle valeur φ

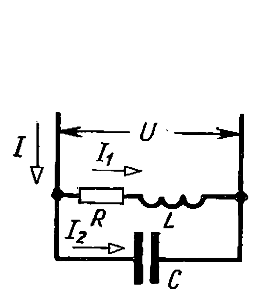


Fig. 7-54. Couplage en parallèle d'un condensateur et d'un récepteur comprenant une inductance

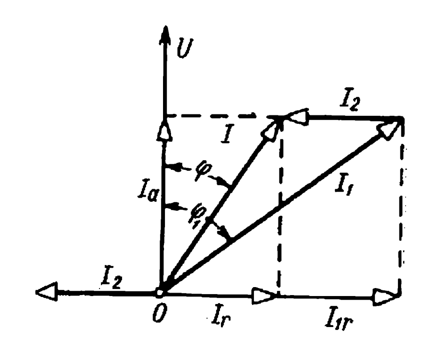


Fig. 7-55. Diagramme vectoriel d'un circuit à compensation partielle du déphasage

plus petite. Comme on le voit sur le diagramme vectoriel (fig. 7-55) le courant capacitif $I_2 = \omega C U$ est égal en valeur à la diminution de la composante réactive du courant du récepteur I_1, diminution qui pour une puissance active invariable, c'est-à-dire pour un courant actif invariable

$$I_a = \frac{P}{U},$$

est

$$I_{1r} - I_r = I_a \operatorname{tg} \varphi_1 - I_a \operatorname{tg} \varphi = \frac{P}{U} (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi).$$

De cette façon :

$$I_2 = \omega C U = \frac{P}{U} (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi),$$

d'où l'on trouve la capacité cherchée :

$$C = \frac{P}{U^2\omega} (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi).$$

La puissance réactive de toute l'installation $Q = UI \sin \varphi$, prise au réseau, se compose des puissances réactives absorbées par le récepteur et le condensateur, c'est-à-dire que

$$Q = UI \sin \varphi = Q_L + Q_C, \qquad (7\text{-}74)$$

où

$$Q_L = UI_1 \sin \varphi_1 ; \qquad (7\text{-}75)$$

$$Q_C = UI_2 \sin \varphi_2 = UI_2 \sin(-90°) = -UI_2 \qquad (7\text{-}76)$$

(dans la branche qui ne contient qu'une réactance capacitive, comme nous avons indiqué plus haut, le courant est en avance sur la tension d'un quart de période, c'est-à-dire que $\varphi_2 = -90°$).

Des relations (7-74) à (7-76) on obtient :

$$UI \sin \varphi = UI_1 \sin \varphi_1 - UI_2,$$

c'est-à-dire que la puissance réactive prise au réseau est la différence des valeurs absolues des puissances réactives du récepteur et du condensateur.

On considère conventionnellement la puissance réactive capacitive comme produite (pour cette raison elle est marquée du signe moins) et la puissance réactive inductive comme puissance absorbée ; par conséquent, le condensateur est un *générateur de puissance réactive* et la bobine de réactance est un récepteur de cette puissance.

7-20. Méthode symbolique

Le calcul des courants dans un circuit complexe à courant alternatif alimenté par plusieurs générateurs est basé, comme dans un circuit complexe à courant continu, sur l'application de la première et de la seconde lois de Kirchhoff qui restent valables pour les valeurs instantanées des courants alternatifs et des forces électromotrices alternatives. Appliquées aux valeurs efficaces des courants alternatifs et des forces électromotrices alternatives ces lois sont également valables mais la sommation des courants, des tensions et des forces électromotrices doit se faire non pas algébriquement mais géométriquement, c'est-à-dire à l'aide de diagrammes vectoriels correspondants.

Mais on peut construire les diagrammes vectoriels seulement au cas où l'on connaît les courants dans les différentes parties du circuit et non lorsqu'il s'agit encore de les trouver. Dans ce dernier cas, il faut avoir un moyen de trouver les courants inconnus en grandeur

et en phase analytiquement en résolvant un système d'équations, exprimant la première et la seconde lois de Kirchhoff appliquées au circuit donné, c'est-à-dire un moyen de représenter les opérations géométriques sous une forme analytique.

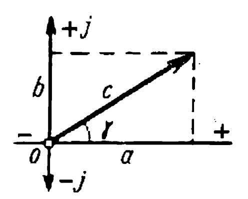


Fig. 7-56. Représentation graphique d'une grandeur complexe

La théorie des imaginaires fournit ce moyen. Un nombre complexe $a + jb$ peut être représenté graphiquement par un vecteur dont la projection sur les axes d'un système de coordonnées cartésiennes est égale respectivement à a et à b. Le sens positif de l'*axe des valeurs imaginaires* sur lequel la projection du vecteur est égale à b (fig. 7-56) est *en avance* de 90° sur le sens positif de l'*axe des valeurs réelles*, la projection du vecteur sur lequel est égale à a. Le module du nombre complexe

$$c = \sqrt{a^2 + b^2} \tag{7-77}$$

représente la longueur du vecteur exprimé par l'expression complexe et l'argument

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{b}{a} \tag{7-78}$$

est l'angle formé par le vecteur et l'axe de valeurs réelles, il détermine la direction du vecteur. Puisque

$$a = c \cos\gamma \quad \text{et} \quad b = c \sin\gamma, \tag{7-79}$$

on a

$$a + jb = c(\cos\gamma + j\sin\gamma)$$

et selon la formule d'Euler:

$$a + jb = ce^{j\gamma}, \tag{7-80}$$

c'est-à-dire que le nombre complexe peut figurer sous sa forme dite *exponentielle* qui donne directement la grandeur et la direction du vecteur. Evidemment, la direction du vecteur dépend non seulement de la valeur absolue de ses projections a et b mais aussi de leur signe. Puisque le changement simultané du signe de deux projections fait tourner le vecteur de 180° mais ne change pas le signe $\operatorname{tg}\gamma = \frac{b}{a}$; aussi il est indispensable lors de la détermination de γ d'après la formule (7-78), qui donne deux directions possibles du vecteur, de déterminer sa direction réelle par les signes de ses projections a et b.

La multiplication du nombre complexe par $e^{j\alpha}$, où α est un nombre arbitraire positif ou négatif, correspond à la rotation du vecteur d'un angle α (en radians) en avant (pour $\alpha > 0$) ou en arrière

(pour $\alpha < 0$). En effet,

$$ce^{j\gamma}e^{j\alpha} = ce^{j(\gamma+\alpha)},$$

par suite, en multipliant le vecteur $ce^{j\gamma}$ par le nombre complexe $e^{j\alpha}$, on obtient un vecteur de même grandeur mais qui forme avec la direction positive de l'axe réel un angle $\gamma + \alpha$, c'est-à-dire en avance du vecteur $ce^{j\gamma}$ d'un angle α.

Dans le cas particulier où $\alpha = \pm \frac{\pi}{2} = \pm 90°$,

$$e^{\pm j90°} = \cos 90° \pm j \sin 90° = 0 \pm j1 = \pm j.$$

Il en résulte donc que la multiplication du nombre complexe par $\pm j$ correspond à la rotation du vecteur de $\pm 90°$.

Les nombres complexes qui représentent les vecteurs du courant, de la tension et de la force électromotrice sont désignés par des lettres correspondantes au-dessus desquelles on place un point.

La méthode du calcul de circuits à courant alternatif basée sur la représentation des vecteurs par des nombres complexes est appelée *méthode complexe* ou *symbolique*.

Au lieu de la notation peu commode $Ae^{j\varphi}$ on utilise souvent une notation abrégée $A \angle \varphi$ de sorte que l'expression $\dot{U} = 120 \angle -30°$ est équivalente à l'expression $\dot{U} = 120e^{-j30°}$.

7-21. La loi d'Ohm sous forme symbolique

Nous avons présenté plus haut la loi d'Ohm pour un circuit à courant alternatif sous la forme d'une simple relation:

$$U = zI \qquad (7\text{-}81)$$

qui lie les valeurs efficaces du courant et de la tension à l'impédance du circuit

$$z = \sqrt{R^2 + X^2}. \qquad (7\text{-}82)$$

En même temps nous avons noté que l'angle de déphasage φ entre la tension et le courant était déterminé par une des relations suivantes:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R}; \quad \sin \varphi = \frac{X}{z} \quad \text{et} \quad \cos \varphi = \frac{R}{z}. \qquad (7\text{-}83)$$

La méthode symbolique permet de combiner les relations (7-81) et (7-83).

En effet, pour obtenir le vecteur $\dot{U}$ il faut faire tourner le vecteur $z\dot{I}$ qui coïncide en direction avec le vecteur $\dot{I}$, d'un angle φ en avant pour $\varphi > 0$ (c'est la réactance inductive qui prédomine) ou en arrière pour $\varphi < 0$ (c'est la réactance capacitive qui prédomine). Il suffit

pour cela de multiplier ce vecteur par $e^{j\varphi}$ et pour cette raison:

$$\dot{U} = z\dot{I}e^{j\varphi}. \tag{7-84}$$

Le nombre complexe

$$Z = ze^{j\varphi} \tag{7-85}$$

est appelé *impédance complexe*. Son module est égal à l'impédance du circuit et l'argument est égal au déphasage entre la tension et le courant. Des relations (7-84) et (7-85) nous obtenons l'expression symbolique de la loi d'Ohm:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z}. \tag{7-86}$$

Si l'on transforme l'expression (7-85) d'après la formule d'Euler:

$$Z = z\cos\varphi + jz\sin\varphi,$$

en utilisant les deux dernières relations de (7-83) il n'est pas difficile de représenter l'impédance complexe sous une autre forme:

$$Z = R + jX. \tag{7-87}$$

De cette façon, la partie réelle de l'impédance complexe représente la résistance pure du circuit et la partie imaginaire représente sa réactance.

Tout ce que nous venons de dire est valable non seulement pour tout circuit simple à courant alternatif mais aussi à une portion quelconque de ce circuit.

Par exemple, pour un circuit en série comprenant une résistance pure, une inductance et une capacité $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ et par suite $Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$, pour une branche contenant seulement une capacité $Z = -j\frac{1}{C\omega}$, etc.

La grandeur Y inverse de l'impédance complexe Z est appelée *admittance complexe*. De cette façon:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{ze^{j\varphi}} = \frac{1}{z}e^{-j\varphi} \tag{7-88}$$

ou, puisque

$$\frac{1}{z} = y,$$

on a

$$Y = ye^{-j\varphi} = y\cos\varphi - jy\sin\varphi$$

où d'après (7-63)

$$Y = g - jb. \quad (7\text{-}89)$$

En se servant de l'expression complexe de l'admittance on peut donner à la loi d'Ohm une nouvelle forme

$$\dot{I} = Y\dot{U}. \quad (7\text{-}90)$$

7-22. Les lois de Kirchhoff sous forme symbolique

Comme nous avons déjà indiqué les lois de Kirchhoff appliquées aux valeurs efficaces du courant alternatif restent valables à condition de composer géométriquement les vecteurs qui représentent les courants, les tensions et les forces électromotrices. On voit aisément qu'à la composition géométrique des vecteurs correspond l'addition algébrique des nombres complexes qui représentent ces derniers. En effet, lors de la composition géométrique des vecteurs (par exemple des forces en mécanique) on ajoute algébriquement leurs projections sur les axes des ordonnées. Lors de l'addition des nombres complexes on additionne séparément leurs parties réelles et les parties imaginaires et on obtient la partie réelle et la partie imaginaire du nombre complexe total. Etant donné que les parties réelle et imaginaire du nombre complexe expriment les projections du vecteur correspondant sur les axes des coordonnées, les règles de l'addition algébrique des nombres complexes et de la composition géométrique des vecteurs qu'ils représentent coïncident pratiquement.

Il en résulte que la première loi de Kirchhoff pour un nœud quelconque peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\sum \dot{I} = 0, \quad (7\text{-}91)$$

si l'on admet que les expressions complexes des courants entrent dans cette formule avec les signes « plus » ou « moins » en fonction des sens positifs choisis de ces courants d'après la même règle que pour le calcul d'un circuit à courant continu. Pour le nœud A par exemple (fig. 7-57) la première loi de Kirchhoff donne:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 - \dot{I}_4 - \dot{I}_5 = 0$$

ou

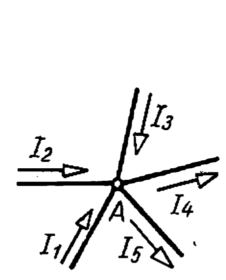
$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = \dot{I}_4 + \dot{I}_5.$$

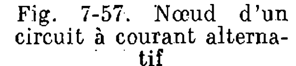
La deuxième loi de Kirchhoff pour un circuit fermé quelconque faisant partie d'un circuit complexe et comprenant des sources d'énergie avec les forces électromotrices $\dot{E}_1$, $\dot{E}_2$, . . . et des impédances

complexes Z_1, Z_2 . . ., sous la forme symbolique s'écrira:

$$\sum \dot{E} = \sum Z\dot{I}, \tag{7-92}$$

si l'on admet que les expressions complexes des forces électromotrices et des courants entrent dans cette formule avec les signes « plus » ou « moins » selon que leurs sens positifs coïncident avec le sens




Fig. 7-57. Nœud d'un circuit à courant alternatif

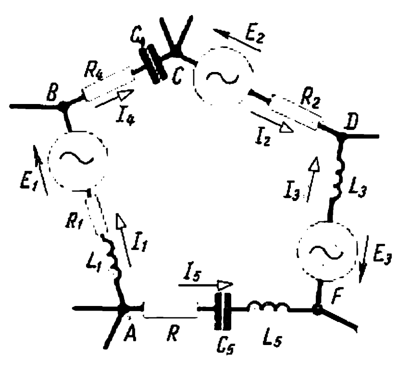


Fig. 7-58. Maille fermée d'un réseau complexe à courant alternatif

arbitrairement choisi de parcours du circuit ou lui sont opposés. Par exemple, pour le circuit fermé *ABCDFA* (fig. 7-58) la deuxième loi de Kirchhoff se traduit par l'équation

$$\dot{E}_1 - \dot{E}_2 + \dot{E}_3 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_4 Z_4 + \dot{I}_2 Z_2 - \dot{I}_3 Z_3 - \dot{I}_5 Z_5,$$

où

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad Z_2 = R_2;$$

$$Z_3 = j\omega L_3; \qquad Z_4 = R_4 - j\frac{1}{\omega C_4};$$

$$Z_5 = R_5 + j\left(\omega L_5 - \frac{1}{\omega C_5}\right).$$

La possibilité d'appliquer les lois de Kirchhoff à un circuit complexe à courant alternatif permet d'appliquer à ce circuit (sous forme symbolique) toutes les méthodes de calcul de circuits à courant continu basées d'une telle ou d'une autre façon sur les lois de Kirchhoff et déjà connues du lecteur.

Toutes les résistances et conductances qui entrent dans les formules déduites pour un circuit à courant continu sont alors remplacées par des impédances et des admittances complexes.

7-23. Quadripôle

Les régimes de travail de différents dispositifs électrotechniques (ligne de transmission, transformateur, amplificateurs à lampes ou à semi-conducteurs, etc.) peuvent être calculés à l'aide de la théorie du quadripôle qui est commune pour tous ces dispositifs. Le quadripôle est un élément d'un circuit électrique complexe auquel il est connecté par quatre bornes (pôles) (fig. 7-59). Dans la plupart des cas deux bornes du quadripôle sont connectées à la source d'énergie

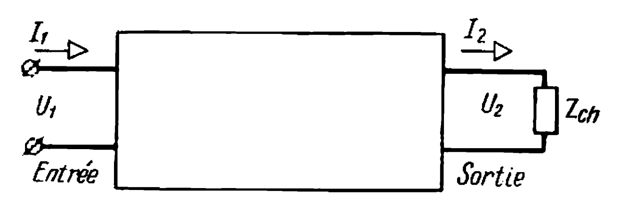


Fig. 7-59. Quadripôle

électrique, ce sont les bornes d'entrée. Les deux autres bornes, connectées au récepteur, sont appelées bornes de sortie. La théorie du quadripôle s'occupe des relations entre les tensions et les courants d'entrée et ceux de sortie du quadripôle indépendamment du schéma intérieur de ce dernier. Si le quadripôle contient une source d'énergie, il est appelé quadripôle actif. La théorie du *quadripôle passif* ne contenant pas de source d'énergie est plus développée. En fonction des caractéristiques des éléments, les quadripôles se divisent en quadripôles linéaires et non linéaires. Nous nous bornerons à exposer les principes de base de la théorie d'un quadripôle linéaire.

Examinons un quadripôle aux bornes d'entrée duquel est appliquée une tension sinusoïdale $\dot{U}_1$ et dont les bornes de sortie sont connectées à une impédance fixe Z_{ch}.

Utilisons le système d'équations linéaires des courants de maille en les écrivant sous la forme symbolique pour les circuits d'entrée et de sortie du quadripôle:

$$Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2 + Z_{13}\dot{I}_3 + \ldots + Z_{1n}\dot{I}_n = \dot{U}_1; \qquad (7\text{-}93)$$

$$Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2 + Z_{23}\dot{I}_3 + \ldots + Z_{2n}\dot{I}_n = 0. \qquad (7\text{-}94)$$

Ici l'impédance $Z_{22} = Z_{22\,\mathrm{int}} + Z_{ch}$, c'est-à-dire qu'elle représente la somme de l'impédance de la charge et de $Z_{22\,\mathrm{int}}$, cette partie de l'impédance du circuit de sortie qui se trouve à l'intérieur du quadripôle. Remplaçons $\dot{I}_2 Z_{ch}$ par la tension $\dot{U}_2$ entre les bornes

de sortie et puis écrivons la formule (7-94) sous la forme suivante:

$$Z_{21}\dot{I}_1+Z_{22\,\mathrm{int}}\dot{I}_2+Z_{23}\dot{I}_3+\ldots+Z_{2n}\dot{I}_n=-\dot{U}_2. \qquad (7\text{-}95)$$

Appliquons aux équations (7-93) et (7-95) l'expression générale des courants de maille (2-28) pour déterminer le courant d'entrée et celui de sortie:

$$\dot{I}_1=\frac{\Delta_{11}}{\Delta}\dot{U}_1-\frac{\Delta_{12}}{\Delta}\dot{U}_2; \qquad (7\text{-}96)$$

$$\dot{I}_2=\frac{\Delta_{21}}{\Delta}\dot{U}_1-\frac{\Delta_{22}}{\Delta}\dot{U}_2. \qquad (7\text{-}97)$$

Puisque $\Delta_{21}=\Delta_{12}$, on a conformément à (7-97)

$$\dot{U}_1=\frac{\Delta_{22}}{\Delta_{12}}\dot{U}_2+\frac{\Delta}{\Delta_{12}}\dot{I}_2.$$

En introduisant cette valeur de $\dot{U}_1$ dans la formule (7-96) on trouve

$$\dot{I}_1=\frac{\Delta_{11}\Delta_{22}-\Delta_{12}^2}{\Delta\Delta_{12}}\dot{U}_2+\frac{\Delta_{11}}{\Delta_{12}}\dot{I}_2.$$

Ce sont les deux équations principales du quadripôle. Mais généralement on désigne les coefficients constants

$$\frac{\Delta_{22}}{\Delta_{12}}=A; \quad \frac{\Delta}{\Delta_{12}}=B; \quad \frac{\Delta_{11}\Delta_{22}-\Delta_{12}^2}{\Delta\Delta_{12}}=C$$

et

$$\frac{\Delta_{11}}{\Delta_{12}}=D. \qquad (7\text{-}98)$$

De cette façon les équations d'un quadripôle sont généralement écrites sous la forme suivante:

$$\dot{U}_1=A\dot{U}_2+B\dot{I}_2; \qquad (7\text{-}99)$$

$$\dot{I}_1=C\dot{U}_2+D\dot{I}_2. \qquad (7\text{-}100)$$

Elles sont valables pour le courant continu et pour le courant alternatif mais pour ce dernier ces coefficients (appelés simplement constantes) sont des *nombres complexes* liés entre eux par la simple relation

$$AD-BC=1 \qquad (7\text{-}101)$$

qui se démontre facilement en introduisant les valeurs des coefficients obtenues par (7-98).

Si l'on intervertit les bornes d'entrée et celles de sortie, cela revient à remplacer $\dot{U}_1$ par $(-\dot{U}_2)$ et $\dot{I}_1$ par $\dot{I}_2$ dans les équations du quadripôle. Les équations du quadripôle après transformation prendront la forme suivante:

$$\dot{U}_1=D\dot{U}_2+B\dot{I}_2; \qquad (7\text{-}102)$$

$$\dot{I}_1=C\dot{U}_2+A\dot{I}_2. \qquad (7\text{-}103)$$

En comparant ces équations aux formules (7-99) et (7-100) on comprend aisément que pour un quadripôle où $A = D$ l'interversion des bornes d'entrée et de sortie ne change pas les conditions électriques dans le reste du circuit. Un tel quadripôle est appelé *quadripôle symétrique.*

Les constantes du quadripôle sont déterminées par les essais à vide et en court-circuit. Lors de l'essai à vide (fig. 7-60) $Z_{ch} = \infty$

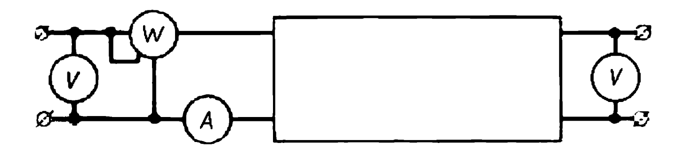


Fig. 7-60. Essai à vide d'un quadripôle

et la tension entre les bornes de sortie $\dot{U}_2$ est maintenue égale à la tension lors de la charge normale du quadripôle. Dans ce cas en utilisant (7-99) et (7-100) on a:

$$\dot{U}_{10} = A\dot{U}_2; \quad \dot{I}_{10} = C\dot{U}_2. \tag{7-104}$$

Lors de l'essai en court-circuit (fig. 7-61) $Z_{ch} = 0$ et le courant de sortie est réglé pour être égal au courant de service d'un quadri-

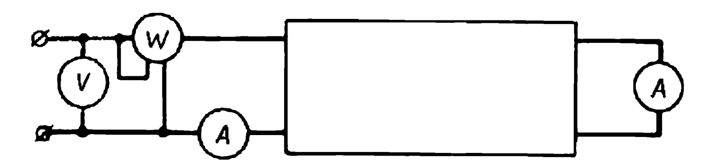


Fig. 7-61. Essai en court-circuit d'un quadripôle

pôle chargé; en utilisant les expressions (7-99) et (7-100) on a dans ce cas:

$$\dot{U}_{1cc} = B\dot{I}_2; \quad \dot{I}_{1cc} = D\dot{I}_2. \tag{7-105}$$

Ces deux essais et l'expression (7-101) permettent de déterminer les valeurs des constantes du quadripôle essayé. Lors des expériences il est nécessaire d'utiliser un wattmètre pour déterminer les grandeurs correspondantes sous forme complexe.

En comparant les équations des essais et les équations principales du quadripôle, on peut voir qu'un régime réel quelconque du quadripôle peut être considéré comme la superposition d'un régime

à vide et d'un régime en court-circuit:

$$\dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 = \dot{U}_{1\,0} + \dot{U}_{1cc}, \qquad \dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 = \dot{I}_{1\,0} + \dot{I}_{1cc}.$$

Cela permet de faire les essais de nombreux dispositifs électrotechniques par la méthode de marche à vide et celle de court-circuit.

Dans de nombreux cas il est commode, lors du calcul, de remplacer un quadripôle par un schéma équivalent en *T* ou en Π (fig.7-62).

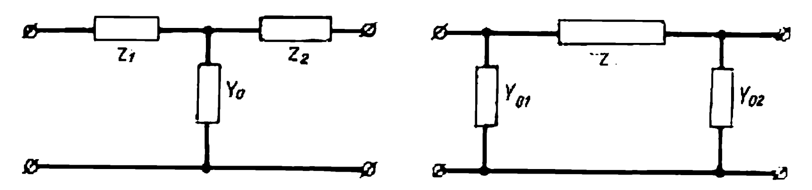


Fig. 7-62. Circuits équivalents en T et en Π d'un quadripôle

La comparaison des équations d'un tel schéma en T lors des essais à vide et en court-circuit avec les équations correspondantes du quadripôle permet de déterminer la liaison entre les impédances et les admittances du circuit et les constantes du quadripôle:

$$Z_1 = \frac{A-1}{C};$$

$$Z_2 = \frac{D-1}{C}; \qquad Y_0 = C.$$

Les relations entre les impédances d'un schéma en T et d'un schéma en Π sont les mêmes que les relations entre les impédances d'une étoile et d'un triangle équivalents.

Chapitre VIII

COURANT TRIPHASÉ

8-1. Courant polyphasé et système polyphasé

Le courant polyphasé est un système de courants alternatifs dans les circuits électriques alimentés par une source commune dans laquelle sont excitées plusieurs forces électromotrices de même fréquence mais déphasées l'une par rapport à l'autre d'un certain angle.

L'ensemble des circuits électriques à courant polyphasé est appelé *système polyphasé*. Chaque circuit d'un système polyphasé



Fig. 8-1. Système hexaphasé symétrique de forces électromotrices

Fig. 8-2. Système triphasé symétrique de forces électromotrices

est appelé *phase* (ne pas confondre avec l'angle de phase d'une fonction sinusoïdale qui est également appelé phase).

Un circuit polyphasé est appelé triphasé, hexaphasé, etc., d'après le nombre de phases. Les plus répandus sont les *systèmes triphasés* car ils sont plus avantageux, du point de vue économique, pour le transport d'énergie.

Si les forces électromotrices, les tensions ou les courants qui forment le système polyphasé ont la même valeur dans toutes les phases du circuit et sont décalés l'un par rapport à l'autre d'angles égaux (fig. 8-1 et 8-2), le système est dit équilibré. Les phases d'un système polyphasé sont désignées par les premières lettres de l'alphabet : *ABC*. On choisit l'ordre de succession des phases de façon que la force électromotrice de la source dans chaque phase suivante soit en retard sur la force électromotrice de la phase précédente,

c'est-à-dire que la force électromotrice de la phase B retarde sur celle de la phase A, que la force électromotrice de la phase C retarde sur celle de la phase B, etc. Une telle succession des phases est appelée *directe*. Mais il arrive que dans un même circuit polyphasé agissent plusieurs systèmes de forces électromotrices qui n'ont pas tous la même succession des phases. Un système dans lequel la force électromotrice de la source dans chaque phase suivante (dans l'ordre alphabétique) est en avance sur la force électromotrice de la phase précédente, est appelé système à succession *inverse*. La succession des phases détermine le sens de rotation des moteurs à courant triphasé.

8-2. Système triphasé

Dans un système *triphasé* on utilise comme source d'énergie un générateur triphasé qui diffère d'un générateur monophasé (§ 7-1) par la surface intérieure de son stator (fig. 8-3) où sont disposés trois enroulements séparés (phases) dont les axes A, B et C forment entre eux des angles de 120° (si le rotor du générateur a une paire de pôles).

Les forces électromotrices de différentes phases d'un système triphasé équilibré sont décalées entre elles d'un angle de 120° (fig. 8-2).

Conformément à cela les valeurs instantanées des forces électromotrices de différentes phases sont exprimées par les formules

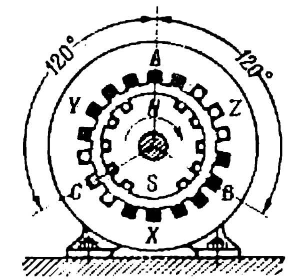


Fig. 8-3. Coupe schématique d'un alternateur triphasé bipolaire

$$e_A = E_M \sin \omega t ; \quad e_B = E_M \sin (\omega t - 120°) ;$$
$$e_C = E_M \sin (\omega t + 120°), \qquad (8\text{-}1)$$

si on prend pour $t = 0$ l'instant où la tension de la phase A passe par zéro et devient positive. La dernière des formules (8-1) peut être inscrite également sous la forme suivante:

$$e_C = E_M \sin (\omega t - 240°). \qquad (8\text{-}2)$$

En notation symbolique des tensions de phase on fait coïncider l'axe réel avec la tension (la force électromotrice) de la phase A. Les valeurs réelles du système équilibré seront alors représentées par les expressions complexes

$$\dot{E}_A = E_s ; \quad \dot{E}_B = E_s e^{-j\,120°} ; \quad \dot{E}_C = E_s e^{-j\,240°}. \qquad (8\text{-}3)$$

La fig. 8-4 donne les courbes des valeurs instantanées de toutes les trois phases; on en voit qu'à tout instant la somme algébrique des trois forces électromotrices est nulle. Evidemment, on peut

l'établir analytiquement à l'aide des relations (8-1) mais il est plus simple d'utiliser à cette fin un diagramme vectoriel (fig. 8-5). En effet, en composant les vecteurs $\dot{E}_B$ et $\dot{E}_C$ on trouve que, par symétrie, le vecteur $\dot{E}_B + \dot{E}_C$ est dirigé verticalement vers le bas, c'est-à-dire qu'il est opposé au vecteur $\dot{E}_A$. En formant des angles de 60° avec les vecteurs $\dot{E}_B$ et $\dot{E}_C$ (ou avec OB et BD) il est le côté

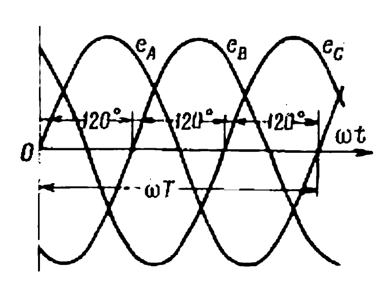


Fig. 8-4. Courbes des forces électromotrices d'un alternateur triphasé

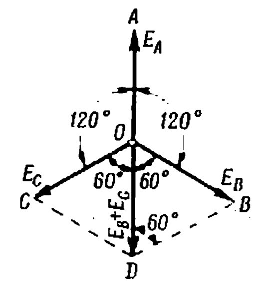


Fig. 8-5. Somme des forces électromotrices d'un alternateur triphasé

d'un triangle équilatéral OBD et, par conséquent, est égal en grandeur au vecteur $\dot{E}_A$; pour cette raison on a

$$\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = \dot{E}_A + (-\dot{E}_A) = 0, \qquad (8\text{-}4)$$

et puisque la somme des valeurs instantanées $e_A + e_B + e_C$ est la somme des projections des vecteurs $\dot{E}_A$, $\dot{E}_B$, $\dot{E}_C$ multipliée par $\sqrt{2}$ ou la projection de leur somme sur la verticale (§ 7-5), on a à chaque instant

$$e_A + e_B + e_C = 0. \qquad (8\text{-}5)$$

Il est évident que le sens positif des courants et des forces électromotrices doit être adopté le même dans toutes les phases, par exemple comme étant dirigé du lecteur au-delà du plan du dessin sur la fig. 8-3. Entendons-nous de considérer comme *commencement de chaque phase* son point où le courant dirigé positivement arrive de l'enroulement du générateur dans le circuit extérieur et comme *fin de la phase* le point où le courant dirigé positivement arrive du circuit extérieur dans l'enroulement du générateur. De cette façon, les forces électromotrices dans les phases d'un générateur sont positives lorsqu'elles agissent depuis les fins des phases (X, Y, Z) vers leurs commencements (A, B, C).

Sur les schémas un générateur triphasé est généralement présenté sous forme de trois enroulements XA, YB, ZC (fig. 8-6).

Si les récepteurs connectés au commencement et à la fin de chaque phase possèdent des impédances identiques Z_A, Z_B et Z_C, les courants I_A, I_B et I_C seront les mêmes en grandeur et seront décalés du même angle φ par rapport aux forces électromotrices respectives (fig. 8-7).

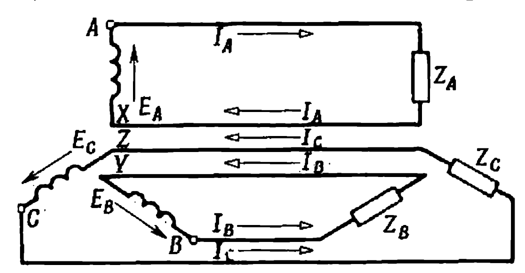


Fig. 8-6. Représentation schématique d'un alternateur triphasé alimentant trois récepteurs

Ils seront décalés l'un sur l'autre de 120°, c'est-à-dire que la disposition correspondante des courbes qui les représentent ne différera pas de la disposition des courbes des forces électromotrices indiquées sur la fig. 8-4 et, par suite, les valeurs efficaces des courants seront liées par la relation

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0 \qquad (8\text{-}6)$$

et les valeurs instantanées seront liées entre elles par la relation

$$i_A + i_B + i_C = 0. \qquad (8\text{-}7)$$

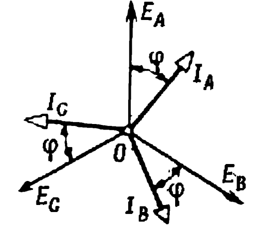


Fig. 8-7. Diagramme vectoriel d'un circuit triphasé à charge symétrique

Une telle charge d'un circuit triphasé est appelée *équilibrée*.

Un circuit triphasé dans lequel chaque phase du générateur est liée de façon indépendante par deux fils à son récepteur est appelé circuit triphasé *non lié*. De cette façon, un circuit triphasé non lié exige six fils pour le transport de l'énergie depuis le générateur aux récepteurs. Pratiquement il n'est pas utilisé.

8-3. Montage en étoile

Le nombre de fils peut être réduit si, au lieu de trois fils de retour séparés, on utilise un seul fil commun (fig. 8-8) en connectant à ce dernier les fins de toutes les phases du générateur et des récepteurs. (Nous admettons que dans les phases des récepteurs le courant positif est dirigé du commencement de la phase vers sa fin.) Ainsi

les conditions de fonctionnement des récepteurs ne changent pas, car la tension entre le commencement et la fin de chaque phase, comme dans un circuit non lié, est égale à la tension de la phase correspondante du générateur (en négligeant la résistance des fils de connexion). On obtient ainsi un circuit triphasé lié, à quatre fils connectés en étoile.

On présente généralement schématiquement les phases d'un récepteur et celles d'un générateur sous forme d'une étoile à trois branches en disposant les phases du récepteur parallèlement aux phases de même nom du générateur (fig. 8-8).

Le point commun où sont réunies les fins des phases du générateur (ou du récepteur) est appelé *point neutre*, et le fil de retour commun

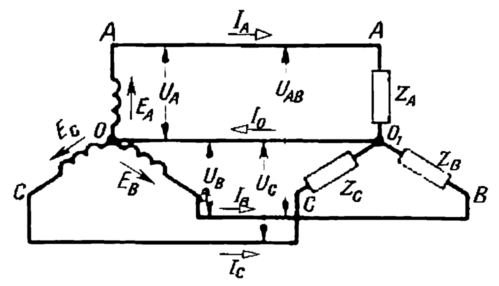


Fig. 8-8. Montage en étoile

qui réunit le point neutre du générateur et celui du récepteur est appelé *fil neutre*. D'après la première loi de Kirchhoff le courant dans ce fil est égal à la *somme géométrique* des courants qui parcourent les phases

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C. \qquad (8\text{-}8)$$

Dans le cas de phases à charges équilibrées, lorsque $\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0$, le courant dans le fil neutre est nul et ce fil devient superflu.

En supprimant le fil neutre on obtient un montage triphasé en étoile à trois fils. Un tel circuit ne peut fonctionner normalement que pour une répartition uniforme de la charge entre les phases. Dans le cas contraire les tensions aux extrémités des phases du récepteur cessent d'être les mêmes et ne sont plus égales à la tension simple du générateur.

Les tensions entre les commencements des phases du générateur (ou du récepteur) et son point neutre, désignées par U_A, U_B et U_C, sont appelées *tensions simples*. Lors du calcul des circuits triphasés on admet souvent comme préétablies non pas les forces électromotrices simples, mais les tensions simples qui sont égales aux forces électro-

motrices simples lorsqu'on peut négliger la résistance des enroulements du générateur par rapport aux résistances des récepteurs.

Les tensions entre les commencements des phases A et B, B et C, C et A, désignées par U_{AB}, U_{BC} et U_{CA}, sont appelées *tensions composées*. Si on prend le point neutre du générateur comme point pris conventionnellement à potentiel nul, les potentiels des points A, B, C seront égaux aux tensions simples correspondantes U_A, U_B et U_C, et les tensions composées considérées comme différences de potentiels seront liées aux tensions simples par les relations suivantes:

$$\dot{U}_{AB}=\dot{U}_A-\dot{U}_B\,; \quad \dot{U}_{BC}=\dot{U}_B-\dot{U}_C\,; \quad \dot{U}_{CA}=\dot{U}_C-\dot{U}_A. \quad (8\text{-}9)$$

Cette soustraction a été faite sur le diagramme vectoriel de la fig. 8-9 par composition géométrique des vecteurs $\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$ et $\dot{U}_C$ respectivement avec les vecteurs $-\dot{U}_B$, $-\dot{U}_C$ et $-\dot{U}_A$, égaux et opposés aux vecteurs $\dot{U}_B$, $\dot{U}_C$, $\dot{U}_A$. On voit d'après le diagramme que la grandeur et la direction des vecteurs des tensions composées peuvent être obtenues de façon plus simple si on relie par une droite les extrémités des vecteurs des tensions simples correspondantes, le vecteur de la tension composée étant dirigé depuis la fin du vecteur à retrancher vers la fin du vecteur à diminuer. Les trois vecteurs des tensions composées sont de mêmes grandeurs et sont décalés l'un sur l'autre de 120° comme les tensions simples. L'étoile des tensions composées avance sur l'étoile des tensions simples d'un angle de 30°. On peut trouver la relation entre la valeur absolue U_C d'une tension composée quelconque et la valeur absolue U_S d'une tension simple quelconque en considérant le triangle isocèle OAB (ou OBC ou OCA) ayant un angle au sommet de 120°.

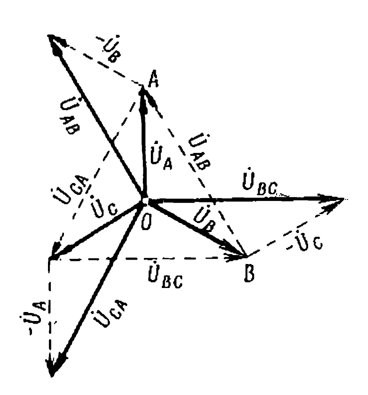


Fig. 8-9. Tensions simples et composées

En abaissant une perpendiculaire depuis le sommet de l'angle obtus sur le côté opposé, par exemple sur AB, on obtient

$$\frac{U_{AB}}{2}=U_A\cos 30°=U_A\,\frac{\sqrt{3}}{2}\,, \quad (8\text{-}10)$$

d'où

$$U_C=U_S\sqrt{3}. \quad (8\text{-}11)$$

Cette relation importante se rapporte à un circuit avec ou sans fil neutre.

Pour un montage en étoile d'une charge composée de lampes d'éclairage le fil neutre est indispensable, car on ne peut pas assurer une répartition complètement équilibrée de la charge entre les phases étant donné que certaines de ces lampes peuvent être branchées ou débranchées (ainsi que grillées). Les choses en sont autrement en ce qui concerne les moteurs électriques. A l'exception des moteurs de très faible puissance (petits ventilateurs, tourne-disque, etc.), les moteurs à courant alternatif sont généralement triphasés et pour cette raison les trois phases de chaque moteur sont équilibrées. Voilà pourquoi les lignes triphasées qui servent exclusivement à alimenter les moteurs électriques sont à trois fils. La fig. 8-10 donne le schéma d'un réseau d'éclairage d'une maison à deux étages, à deux logements par étage, avec répartition uniforme des lampes entre les phases. Directement à l'entrée du câble dans la maison, sur toutes les phases de la *ligne* passant généralement par la cage d'escalier, on installe des coupe-circuit généraux qui protègent le réseau urbain contre les courts-circuits qui peuvent se produire dans la maison. Au début de la dérivation allant vers chaque logement, qui le plus souvent est monophasée, sont installés des coupe-circuit individuels qui protègent le réseau urbain et les autres logements de la même maison contre les effets d'un court-circuit dans le logement donné. Sur le fil neutre de la ligne d'alimentation on ne met pas de coupe-circuit ni d'interrupteur, car la fusion du fusible d'un tel coupe-circuit (ou l'ouverture de l'interrupteur) serait identique à la coupure du fil neutre, ce qui entraînerait que les tensions aux bornes de différents groupes de lampes, pour un nombre de lampes ou leur puissance différents, ne seraient pas les mêmes (§ 8-6) ; il en résulterait que dans certains groupes les lampes se trouveraient sous une tension insuffisante et dans les autres elles seraient sous une tension trop grande, ce qui provoquera leur mise rapide hors service.

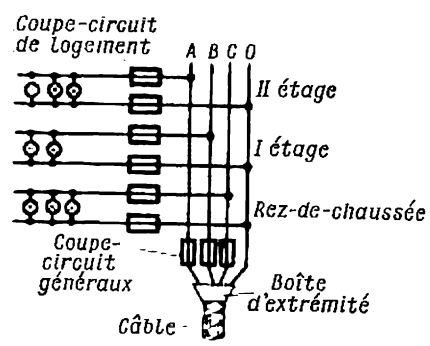


Fig. 8-10. Schéma du montage en étoile d'un réseau d'éclairage d'une maison à deux étages

8-4. Montage en triangle

Si on branche trois récepteurs Z_{AB}, Z_{BC} et Z_{CA} directement entre les conducteurs d'une ligne à trois fils qui va des bornes d'un générateur triphasé sans utiliser un fil neutre, on obtient le montage des

récepteurs *en triangle* (fig. 8-11). Ici on n'a pas à distinguer les tensions simples et les tensions composées, car la tension entre le commencement et la fin de chaque phase du récepteur est en même temps la tension composée. Par contre, on constate une différence entre les courants *simples* I_{AB}, I_{BC} et I_{CA} du récepteur dont les directions positives sont choisies de A vers B, de B vers C et de C vers A, et les courants *composés* I_A, I_B et I_C qui sont toujours

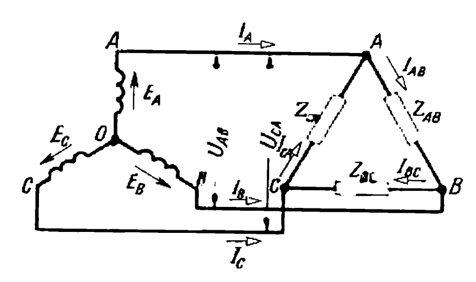


Fig. 8-11. Montage des récepteurs en triangle

considérés comme positifs dans la direction du générateur vers les récepteurs. D'après la première loi de Kirchhoff on a

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}, \quad (8\text{-}12)$$

c'est-à-dire qu'un courant composé quelconque est égal à la différence géométrique des courants des deux phases connectées directement au fil donné de la ligne. Le courant simple dirigé depuis le fil est celui dont on retranche et le courant simple dirigé vers le fil est retranché.

Des relations (8-12) il résulte que pour toutes valeurs des courants simples la somme géométrique des courants composés est:

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0. \quad (8\text{-}13)$$

Si les phases sont équilibrées, c'est-à-dire lorsque les impédances des phases Z_{AB}, Z_{BC} et Z_{CA} sont identiques en ce qui concerne leur valeur et leur nature, ainsi que lorsque les courants simples I_{AB}, I_{BC} et I_{CA} sont égaux en grandeur et déphasés d'un même angle par rapport aux tensions composées correspondantes U_{AB}, U_{BC} et U_{CA} (fig. 8-12) en formant une étoile symétrique à trois branches, les courants composés I_A, I_B et I_C sont également égaux et disposés symétriquement. L'étoile de courants composés est alors retardée sur l'étoile de courants simples de 30°. Chacun des courants composés est alors la base d'un triangle isocèle ayant au sommet un angle de 120° et, pour cette raison, si l'on a une charge équilibrée entre les grandeurs du courant composé et du courant

simple, il existera la même relation qu'entre les tensions composée et simple lors de la connexion en étoile, à savoir

$$I_C = I_S\sqrt{3}. \qquad (8\text{-}14)$$

Cette importante relation permet de calculer facilement les courants composés en cas d'une charge équilibrée.

La fig. 8-13 donne le schéma d'une installation d'éclairage d'une maison à deux étages, les lampes étant connectées en triangle.

La possibilité de brancher les mêmes récepteurs soit en étoile, soit en triangle élargit le domaine d'utilisation de ces récepteurs.

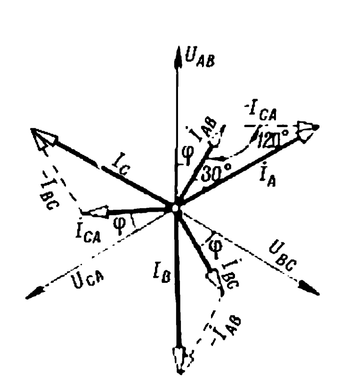



Fig. 8-12. Courants composés pour une charge symétrique des phases

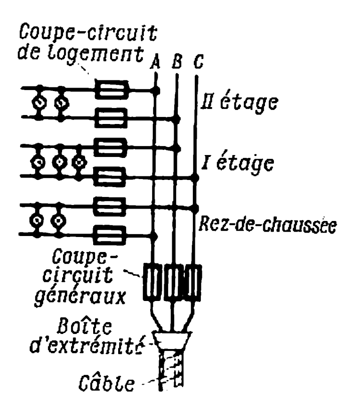


Fig. 8-13. Schéma du montage en triangle d'un réseau d'éclairage d'une maison à deux étages

Ainsi, lorsque l'enroulement d'un moteur triphasé est prévu pour une tension simple de 220 V, pour un montage en triangle un tel moteur peut être branché sur le secteur à tension composée de 220 V, et en cas de connexion de l'enroulement en étoile il peut être connecté sur un secteur à tension composée de $220\cdot\sqrt{3} = 380$ V; un moteur prévu pour une tension de 127 V par phase peut être utilisé dans des réseaux à tensions composées de 127 et de $127\cdot\sqrt{3} = 220$ V.

Si lors du montage des récepteurs en triangle il faut tenir compte de la résistance des fils reliant les récepteurs à la source d'énergie ou de celle de l'appareillage inséré dans le circuit, il faut transformer le triangle de résistances en étoile équivalente (§ 2-3) qui, pour un triangle équilibré, l'est également. D'où la résistance de chaque fil se trouve branchée en série avec la résistance de chaque phase de l'étoile et on peut les remplacer par une seule résistance totale.

Le *montage en triangle* peut être utilisé non seulement pour les récepteurs mais également pour les *sources d'énergie*: générateurs,

transformateurs, etc. Dans ce cas chaque phase de la source doit être branchée directement entre deux fils d'une ligne trifilaire.

Si la phase A de la source (E_A) est branchée entre les fils A et B (fig. 8-14), la phase B (E_B) entre les fils B et C et la phase C (E_C) entre les fils C et A de façon que les forces électromotrices ont les sens positifs indiqués sur la figure 8-14, on aura les relations suivantes (en négligeant la résistance des enroulements):

$$\dot{U}_{AB}=\dot{E}_A\,; \quad \dot{U}_{BC}=\dot{E}_B\,; \quad \dot{U}_{CA}=\dot{E}_C.$$

et, par suite, l'ordre normal de succession des tensions composées pour lequel $\dot{U}_{BC}$ retarde de 120° sur $\dot{U}_{AB}$ et $\dot{U}_{CA}$ retarde de 120° sur $\dot{U}_{BC}$.

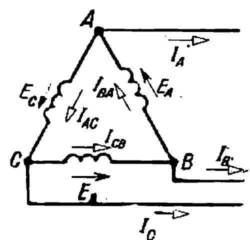


Fig. 8-14. Générateur monté en triangle

De cette façon, les trois phases de la source doivent être couplées entre elles en série, c'est-à-dire que la fin de la phase A doit être réunie au commencement de la phase B, la fin de la phase B doit être réunie au commencement de la phase C et la fin de la phase C avec le commencement de la phase A.

De prime abord il peut paraître que le couplage en série des trois phases de la source en un triangle fermé est équivalent à leur court-circuitage commun comme cela aurait pu avoir lieu lors d'un couplage analogue de sources de courant continu. Mais puisque dans un système triphasé à chaque instant on a

$$e_A+e_B+e_C=0,$$

dans ce cas non seulement il n'y a pas de court-circuit mais en l'absence de charge le courant dans le triangle fermé de la source est nul. Mais cela n'est exact que lorsque les forces électromotrices de la source sont exactement sinusoïdales, car ce n'est qu'à cette condition que la somme des forces électromotrices simples est égale à zéro. Cependant souvent les forces électromotrices simples du générateur n'ont pas une forme parfaitement sinusoïdale et ne satisfont pas tout à fait à la relation indiquée. Pour cette raison, on trouve rarement des générateurs montés en triangle. Dans les transformateurs, au contraire, le montage en triangle est employé aussi souvent que le montage en étoile.

Pour une charge équilibrée, lorsque les courants composés $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$ et $\dot{I}_C$ sont égaux en valeur et sont déphasés réciproquement d'un angle de 120°, n'importe quel courant simple de la source

$$I_S=\frac{I_C}{\sqrt{3}}$$

comme pour une charge équilibrée et pour le courant simple des récepteurs. Il en résulte que si les phases de la source et du récepteur sont connectées en triangle, pour une charge équilibrée les courants dans les phases de même nom de la source et du récepteur seront les mêmes en grandeur et en phase.

8-5. Puissance d'un circuit triphasé équilibré

Puisque la puissance active de tout circuit est égale à la somme des puissances actives de toutes ses portions, la puissance active d'un circuit triphasé est égale à la somme des puissances actives de ses phases.

Pour une charge équilibrée, lorsque les puissances actives sont égales dans les trois phases, la puissance active d'un circuit triphasé

$$P = 3U_S I_S \cos \varphi \tag{8-15}$$

est trois fois supérieure à la puissance active d'une phase. Pour exprimer cette puissance par les grandeurs composées de la tension et du courant, on a respectivement pour le montage d'un récepteur en étoile

$$U_S = \frac{U_C}{\sqrt{3}}, \qquad I_S = I_C, \tag{8-16}$$

et pour un montage en triangle

$$U_S = U_C, \qquad I_S = \frac{I_C}{\sqrt{3}}. \tag{8-17}$$

De sorte que dans les deux cas on obtient

$$3U_S I_S = 3\frac{U_C I_C}{\sqrt{3}} = \sqrt{3}\, U_C I_C$$

et la formule de la puissance active prend la forme suivante:

$$P = \sqrt{3}\, U_C I_C \cos \varphi, \tag{8-18}$$

où φ, comme précédemment, est l'angle de déphasage entre U_S et I_S. Généralement on écrit cette formule sans indice, ainsi on a

$$P = \sqrt{3}\, UI \cos \varphi. \tag{8-19}$$

Puisque la puissance réactive de chaque circuit est égale à la somme des puissances réactives de toutes ses portions, la puissance réactive d'un circuit triphasé est égale à la somme des puissances réactives de ses phases. Par suite, pour une charge équilibrée des phases on a de façon analogue à (8-15)

$$Q = 3\, U_S I_S \sin \varphi, \tag{8-20}$$

et de manière analogue à la formule (8-19) on a

$$Q=\sqrt{3}\,UI\sin\varphi. \tag{8-21}$$

Etant donné que la puissance apparente

$$S=\sqrt{P^2+Q^2},$$

on a

$$S=\sqrt{3}\,UI. \tag{8-22}$$

A l'aide de cette formule il est facile de donner aux expressions (8-19) et (8-21) les formes suivantes:

$$P=S\cos\varphi, \tag{8-23}$$

$$Q=S\sin\varphi. \tag{8-24}$$

Et les relations

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{Q}{P};\quad \cos\varphi=\frac{P}{S};\quad \sin\varphi=\frac{Q}{S},$$

déduites précédemment en courant alternatif monophasé, restent valables.

8-6. Charge déséquilibrée des phases d'un récepteur branché en étoile

En passant à l'étude d'une charge déséquilibrée d'un circuit triphasé, examinons tout d'abord le cas du montage de la source d'énergie et du récepteur en étoile; de plus, admettons que les

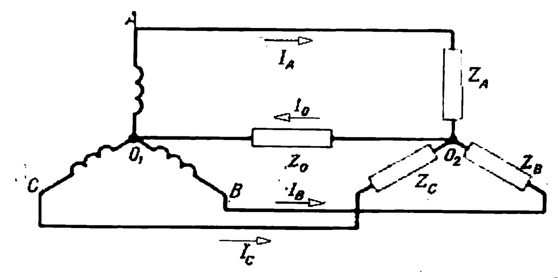


Fig. 8-15. Circuit triphasé à fil neutre de résistance finie

fils de ligne, y compris le fil neutre, possèdent une résistance finie (non négligeable). D'ailleurs, on peut supposer les résistances des fils de phases connectés en série avec les phases du récepteur comprises dans la valeur des résistances de ces dernières et il faudra alors tenir compte seulement de la résistance du fil neutre.

Prenons le point neutre de la source comme point zéro conventionnel et proposons-nous de calculer le régime dans le circuit (fig. 8-15) en considérant comme données les tensions simples

$\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$ et $\dot{U}_C$, les impédances complexes des phases Z_A, Z_B et Z_C et l'impédance complexe du fil neutre Z_0. Puisque le circuit considéré a deux nœuds, le point neutre de la source et celui du récepteur, le problème donné est facilement résolu par la méthode de tension nodale (§ 2-5). Avant tout on détermine la tension entre les points neutres que l'on appelle déplacement du point neutre, c'est-à-dire le potentiel du point neutre O_2 du récepteur, d'après la formule

$$\dot{U}_0 = \frac{\frac{\dot{U}_A}{Z_A} + \frac{\dot{U}_B}{Z_B} + \frac{\dot{U}_C}{Z_C}}{\frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_0}} \quad (8\text{-}25)$$

analogue à la formule (2-24). En remplaçant toutes les expressions $\frac{1}{Z}$ par les admittances complexes Y correspondantes, nous écrirons cette formule sous une forme plus compacte

$$\dot{U}_0 = \frac{\dot{U}_A Y_A + \dot{U}_B Y_B + \dot{U}_C Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_0} . \quad (8\text{-}26)$$

Si le fil neutre est absent, c'est-à-dire $Z_0 = \infty$, on a $Y_0 = 0$ et le dernier terme du dénominateur est absent.

Si la source d'énergie donne un système équilibré de tensions

$$\dot{U}_A = U_S, \ \dot{U}_B = U_S e^{-j\,120°} \quad \text{et} \quad \dot{U}_C = U_S e^{j\,120°},$$

en introduisant ces expressions dans la formule (8-26) et en mettant U_S en évidence, on peut donner à cette formule une forme plus commode pour le calcul:

$$\dot{U}_0 = U_S \frac{Y_A + Y_B e^{-j\,120°} + Y_C e^{+j\,120°}}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_0} . \quad (8\text{-}27)$$

Lorsque le déplacement du point neutre $\dot{U}_0$ est trouvé, il est facile de déterminer les tensions simples du récepteur qui sont

$$\dot{U}'_A = \dot{U}_A - \dot{U}_0 ; \quad \dot{U}'_B = \dot{U}_B - \dot{U}_0 ; \quad \dot{U}'_C = \dot{U}_C - \dot{U}_0 \quad (8\text{-}28)$$

et les courants

$$\dot{I}_A = \dot{U}'_A Y_A ; \quad \dot{I}_B = \dot{U}'_B Y_B ; \quad \dot{I}_C = \dot{U}'_C Y_C. \quad (8\text{-}29)$$

Le courant dans le fil neutre peut être trouvé soit comme la somme des courants simples

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C,$$

soit d'après la formule

$$\dot{I}_0 = \dot{U}_0 Y_0.$$

Si on peut négliger la résistance du fil neutre et adopter

$$Z_0 = 0,$$

on a $Y_0 = \infty$ et selon la formule (8-26) $U_0 = 0$, c'est-à-dire que la tension entre les points neutres de la source et du récepteur est nulle. Cela permet de calculer les courants directement d'après la formule (8-29).

Le diagramme d'un système triphasé dans lequel les vecteurs des tensions composées forment un triangle est souvent appelé *diagramme topographique des tensions*, car à chaque point du diagramme correspond un point déterminé du circuit et la distance entre deux points du diagramme à l'échelle de la construction représente, en grandeur et en phase, le vecteur de la tension entre les points correspondants du circuit. Aux sommets du triangle correspondent les points du circuit A, B et C (fig. 8-15) et au point neutre du générateur O_1 correspond le centre de gravité du triangle des tensions composées. Les conditions existantes pour un montage en étoile à charge déséquilibrée sont illustrées dans le diagramme topographique par le déplacement du point neutre du récepteur. Pour un déséquilibre quelconque de la charge les extrémités de l'étoile des vecteurs des tensions simples du récepteur doivent se trouver aux sommets du triangle des tensions composées. Le déséquilibre de la charge provoque le déplacement du point neutre du récepteur O_2 depuis le centre de gravité du triangle qui est aussi le point neutre du générateur O_1. Sur le diagramme la distance entre les points O_1 et O_2 détermine la tension nodale du circuit, c'est-à-dire la tension de déplacement du point neutre $\dot{U}_0$ (fig. 8-16). En l'absence du fil neutre on a d'après (8-26) et (8-27)

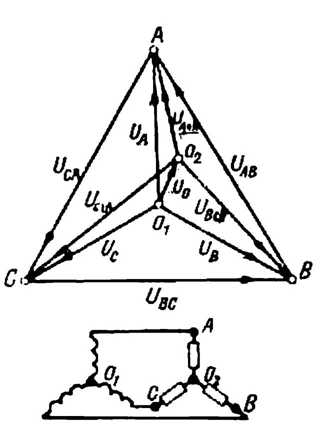


Fig. 8-16. Diagramme topographique des tensions de la charge

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{Y_A + Y_B e^{-j\,120°} + Y_C e^{+j\,120°}}{Y_A + Y_B + Y_C}\,.$$

et puisque

$$e^{-j\,120°} = -\cos 60° - j \sin 60° = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$e^{+j\,120°} = -\cos 60° + j \sin 60° = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2},$$

on a par suite

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{Y_A + Y_B\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + Y_C\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{Y_A + Y_B + Y_C}. \quad (8\text{-}30)$$

Examinons les relations qui existent lorsque l'équilibre est violé dans les conditions les plus simples de conductances homogènes des phases, c'est-à-dire lorsque le déphasage entre les tensions et les courants dans toutes les phases de la charge est le même. Admettons ensuite que les conductances des deux phases sont constantes et égales $Y_B = Y_C$ et de plus que la conductance de la troisième phase varie et peut être exprimée par les conductances des autres phases à l'aide de la relation $Y_A k = Y_B = Y_C$ où k est une grandeur réelle variable. Vu la formule (8-30) dans ce cas la tension de déplacement du point neutre sera:

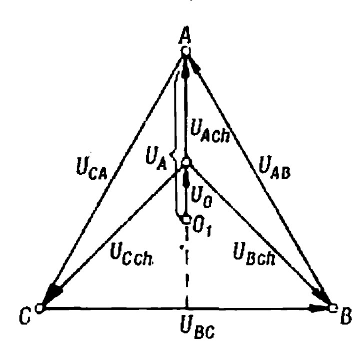


Fig. 8-17. Déplacement du point neutre lors de l'accroissement relatif de l'admittance d'une phase de la charge

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{Y_A\,(1 - 0{,}5k - j\,0{,}866 - 0{,}5k + j\,0{,}866)}{Y_A\,(1 + k + k)}$$

ou

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{1-k}{1+2k}.$$

Le facteur $\frac{1-k}{1+2k}$ est une grandeur réelle et, par conséquent, la tension de déplacement du point neutre est en phase avec $\dot{U}_A$ pour $k < 1$ (fig. 8-17) et est en opposition de phase avec $\dot{U}_A$ pour $k > 1$. De cette façon, si Y_A varie, le point neutre dans le diagramme topographique se déplace le long d'une droite qui coïncide en direction avec $\dot{U}_A$. Pour $Y_A = 0$ ($k = \infty$), $\dot{U}_0 = -\frac{\dot{U}_A}{2}$ et le point neutre se trouve au milieu de $\dot{U}_{AB}$, et pour $Y_A = \infty$ ($k = 0$), $\dot{U}_0 = \dot{U}$ et le point neutre coïncide avec le point A.

Pour une charge en étoile, si les conductances de ses phases sont égales en grandeur mais diffèrent par leur nature, le point neutre de la charge se déplace dans le diagramme topographique en fonction de la succession des phases du système triphasé. Examinons le cas où $Y_B = Y_C = g$ et $Y_A = jb$, g étant égal en valeur à b. Dans ces conditions, vu la formule (8-30) la tension de déplacement du point neutre sera $\dot{U}_0 = \dot{U}_A\,(-0{,}2 + j0{,}6)$ et les tensions de deux

phases de la charge à conductances égales seront :

$$\dot{U}_{B\,\mathrm{ch}} = \dot{U}_B - \dot{U}_0 = \dot{U}_A(-0{,}5 - j\,0{,}866) -$$
$$- \dot{U}_A(-0{,}2 + j\,0{,}6) = \dot{U}_A(-0{,}3 - j\,1{,}466)$$

ou

$$\dot{U}_{B\,\mathrm{ch}} = \dot{U}_\mathrm{S}\sqrt{0{,}3^2 + 1{,}466^2} = \dot{U}_\mathrm{S}\cdot 1{,}5\,;$$

$$\dot{U}_{C\,\mathrm{ch}} = \dot{U}_C - \dot{U}_0 = \dot{U}_A(-0{,}5 + j\,0{,}866) - \dot{U}_A(-0{,}2 + j\,0{,}6)$$

ou

$$U_{C\,\mathrm{ch}} = U_\mathrm{S}\cdot 0{,}4.$$

Par suite, la tension de la phase B de la charge sera supérieure à la tension de la phase C de 3,7 fois (fig. 8-18). Si on prend comme

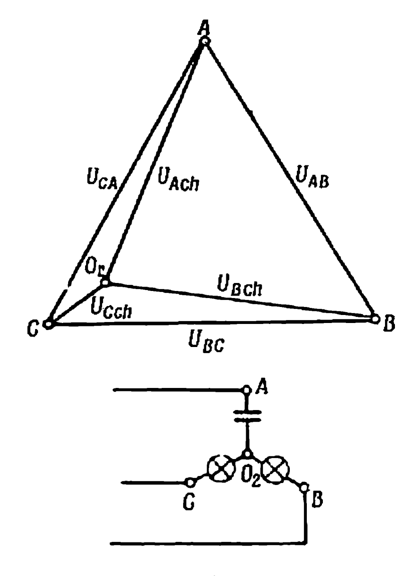


Fig. 8-18. Diagramme topographique et schéma d'un indicateur capacitif de l'ordre de phases

récepteurs de phases B et C des lampes électriques identiques, la lampe dans la phase B aura un éclat beaucoup plus vif que la lampe de la phase C. Cela permet d'utiliser le schéma que nous venons d'écrire pour déterminer la succession des phases d'un système triphasé.

8-7. Charge déséquilibrée des phases d'un récepteur branché en triangle

Examinons le problème d'un récepteur déséquilibré branché en triangle et dont les sommets sont connectés à la source d'énergie par l'intermédiaire des impédances Z_A, Z_B et Z_C qui peuvent être

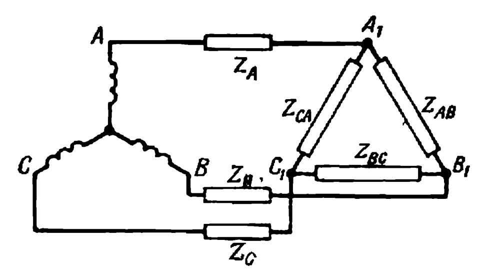


Fig. 8-19. Charge asymétrique, le récepteur étant monté en triangle

égales ou non (fig. 8-19). Ce problème est facile à résoudre en transformant le triangle en étoile d'après les formules connues

$$Z'_A=\frac{Z_{CA}Z_{AB}}{Z_{AB}+Z_{BC}+Z_{CA}};\qquad Z'_B=\frac{Z_{AB}Z_{BC}}{Z_{AB}+Z_{BC}+Z_{CA}};$$

$$Z'_C=\frac{Z_{BC}Z_{CA}}{Z_{AB}+Z_{BC}+Z_{CA}}.$$

En connaissant l'admittance complexe de chaque phase

$$Y_A=\frac{1}{Z_A+Z'_A};\qquad Y_B=\frac{1}{Z_B+Z'_B};$$

$$Y_C=\frac{1}{Z_C+Z'_C},$$

il n'est pas difficile, d'après la formule (8-26), en admettant $Y_0 = 0$, de trouver le déplacement du point neutre U_0 et de calculer ensuite les courants composés:

$$\dot I_A=Y_A(\dot U_A-\dot U_0);\qquad \dot I_B=Y_B(\dot U_B-\dot U_0);\qquad \dot I_C=Y_C(\dot U_C-\dot U_0)$$

qui sont en même temps les courants simples d'une étoile équivalente du récepteur. Les tensions simples de cette étoile équivalente seront:

$$\dot U_A=Z'_A\dot I_A;\qquad \dot U_B=Z'_B\dot I_B;\qquad \dot U_C=Z'_C\dot I_C,$$

et ses tensions composées qui sont également des tensions composées du triangle:

$$\dot{U}'_{AB}=\dot{U}'_A-\dot{U}'_B;\quad \dot{U}'_{BC}=\dot{U}'_B-\dot{U}'_C;\quad \dot{U}'_{CA}=\dot{U}'_C-\dot{U}'_A.$$

Et enfin les courants dans les phases du récepteur seront:

$$\dot{I}_{AB}=\frac{\dot{U}'_{AB}}{Z_{AB}};\quad \dot{I}_{BC}=\frac{\dot{U}'_{BC}}{Z_{BC}};\quad \dot{I}_{CA}=\frac{\dot{U}'_{CA}}{Z_{CA}}.$$

8-8. Champ tournant

Le système triphasé est largement utilisé, car il permet d'obtenir un champ tournant. Si sur le stator (fig. 8-20) ou sur le rotor on place trois bobines AX, BY et CZ de façon que leurs axes A, B et C forment entre eux des angles de 120° et si on alimente ces trois bobines en courant triphasé, dans l'entrefer prendra naissance un *champ tournant*.

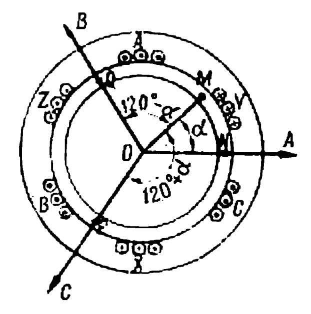


Fig. 8-20. Production d'un champ triphasé tournant

Chaque bobine considérée séparément crée un champ alternatif dont l'induction maximale à chaque instant apparaît sur l'axe de la bobine; la répartition de l'induction le long de la circonférence du stator (ou du rotor) est généralement proche d'une sinusoïde * de sorte qu'en un point arbitraire M de l'entrefer dont la position est déterminée par l'angle α, l'induction magnétique due à la bobine A est:

$$B_A=B_{A_0}\cos\alpha,$$

où B_{A_0} est l'induction au point N sur l'axe A. Au même point M dont la position par rapport aux axes B et C est déterminée par les angles $120°-\alpha$ et $120°+\alpha$, l'induction due à la bobine B sera:

$$B_B=B_{B_0}\cos(120°-\alpha),$$

où B_{B_0} est l'induction due à la bobine B au point Q situé sur son axe, et l'induction due à la bobine C sera:

$$B_C=B_{C_0}\cos(120°+\alpha),$$

où B_{C_0} est l'induction due à la bobine C au point P situé sur son axe. Etant donné qu'à un point quelconque de l'entrefer les lignes

* Dans le chapitre consacré aux moteurs asynchrones nous verrons comment on y arrive.

de force sont dirigées radialement, l'induction magnétique B du champ total au point M est égale à la somme des inductions dues aux trois bobines:

$$B = B_{A_0} \cos \alpha + B_{B_0} \cos (120° - \alpha) + B_{C_0} \cos (120° + \alpha). \quad (8\text{-}30)$$

Si les bobines ont le même nombre de spires et sont alimentées en courants de même intensité, déphasés l'un par rapport à l'autre de 120°, l'induction de chaque bobine sur son axe aura la même amplitude B_M et pourra être exprimée par les formules

$$B_{A_0} = B_M \sin \omega t; \qquad B_{B_0} = B_M \sin (\omega t - 120°);$$
$$B_{C_0} = B_M \sin (\omega t + 120°).$$

En introduisant ces expressions dans la formule (8-30) nous donnons à cette dernière la forme suivante:

$$B = B_M [\sin \omega t \cos \alpha + \sin (\omega t - 120°) \cos (120° - \alpha) + \\ + \sin (\omega t + 120°) \cos (120° + \alpha)]. \quad (8\text{-}31)$$

En utilisant la formule trigonométrique bien connue

$$\sin A \cos B = \frac{\sin (A+B) + \sin (A-B)}{2}$$

on obtient

$$\sin \omega t \cos \alpha = \frac{\sin (\omega t + \alpha) + \sin (\omega t - \alpha)}{2};$$

$$\sin (\omega t - 120°) \cos (120° - \alpha) = \frac{\sin (\omega t - \alpha) + \sin (\omega t + \alpha - 240°)}{2};$$

$$\sin (\omega t + 120°) \cos (120° + \alpha) = \frac{\sin (\omega t + \alpha + 240°) + \sin (\omega t - \alpha)}{2}.$$

En introduisant ces expressions dans la formule (8-31) et en nous rappelant que

$$\sin (\omega t + \alpha) + \sin (\omega t + \alpha - 240°) + \sin (\omega t + \alpha + 240°) = 0,$$

car la somme de trois grandeurs sinusoïdales de même amplitude déphasées l'une par rapport à l'autre de 120° (un déphasage de $\mp 240°$ est équivalent à un déphasage de $\mp 120°$), on a

$$B = \frac{3}{2} B_M \sin (\omega t - \alpha). \quad (8\text{-}32)$$

De cette façon, en un même point (α = constante) l'induction varie dans le temps sinusoïdalement avec une amplitude égale à $\frac{3}{2} B_M$, et à un même instant (t = constante) elle est répartie sinusoïdalement dans l'entrefer.

Le phénomène est donc analogue à une onde progressive. En effet, cherchons en quel point, c'est-à-dire pour quelle valeur de α, la grandeur B sera positive et égale à sa valeur maximale à l'instant donné t. Ce sera pour

$$\sin(\omega t - \alpha) = +1,$$

d'où

$$\omega t - \alpha = \frac{\pi}{2}$$

et

$$\alpha = \omega t - \frac{\pi}{2}. \qquad (8\text{-}33)$$

Cette expression montre que la grandeur cherchée α est fonction du temps, c'est-à-dire que le point cherché se déplace suivant la circonférence de l'entrefer avec une vitesse angulaire ω et de façon telle que l'angle α croît, c'est-à-dire que le déplacement a lieu depuis le point N sur l'axe de la phase A vers le point Q sur l'axe B ou plus généralement vers la phase en retard. De cette façon, par l'addition des trois champs alternatifs décalés dans l'espace de 120° et déphasés l'un par rapport à l'autre d'un tiers de période, on obtient un champ à amplitude constante tournant de façon uniforme et analogue au champ qui prend naissance dans un générateur bipolaire à courant alternatif grâce au mouvement de son rotor.

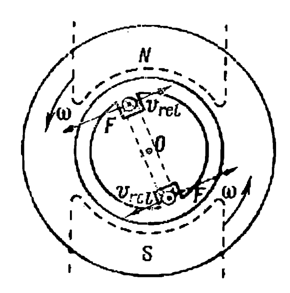


Fig. 8-21. Action du champ tournant sur une spire court-circuitée

Si l'on alimente la bobine C par le courant de la phase B, et la bobine B par le courant de la phase C, c'est-à-dire si l'on inverse la succession des phases, le sens de rotation du champ changera également.

Introduisons dans un tel champ une spire court-circuitée placée sur un rotor, c'est-à-dire sur un noyau de fer, pouvant tourner autour de l'axe O du champ tournant (fig. 8-21); représentons le champ tournant de l'enroulement triphasé du stator par une paire de pôles N et S tournant à la vitesse angulaire ω.

Dans cette spire naîtra un courant induit dont le sens peut être déterminé d'après la règle de la *main droite*. Il faut tenir compte du fait que le sens du mouvement relatif de la spire (la vitesse v_{rel}) dans le champ magnétique est opposé au sens de rotation du champ lui-même. Par suite de l'interaction de ce courant et du champ, les côtés de la spire seront soumis à un couple de forces FF dont le sens est déterminé d'après la règle de la main gauche. Sous l'action

de ce couple, c'est-à-dire d'un couple moteur, le rotor commence à tourner dans le même sens que le champ. Au fur et à mesure que la vitesse de rotation augmente, la vitesse relative de la spire diminue et en même temps diminuent le courant induit et le couple moteur créé par ce dernier. Cela dure jusqu'au moment où le couple moteur devient égal au couple résistant à l'arbre du rotor, provoqué par le frottement ou par le travail utile. La vitesse de rotation du rotor établie ainsi sera toujours inférieure à la vitesse de rotation du champ, et la différence de leurs vitesses augmentera avec l'accroissement du couple moteur.

Une telle action du champ tournant sur la spire court-circuitée est à la base du fonctionnement des moteurs asynchrones triphasés.

Si l'on amène de l'extérieur un courant continu à la même spire, cette dernière sera soumise également à un couple de forces FF. Le rotor devient alors un électro-aimant qui peut tourner seulement au synchronisme avec le champ, c'est-à-dire sa vitesse de rotation (le nombre de tours par minute) sera la même que la vitesse de rotation du champ. Ce phénomène est utilisé dans les moteurs triphasés d'un autre type dits moteurs synchrones.

Si les courants dans les phases d'un moteur triphasé ne sont pas égaux en amplitude ou s'ils sont déphasés d'un angle qui diffère de 120°, dans le moteur naît également un champ tournant mais ce dernier tourne alors à une vitesse angulaire variable et son amplitude change périodiquement sa valeur.

Si sur le stator (ou sur le rotor) au lieu des trois bobines considérées (fig. 8-20) on place $3p$ bobines (où p est un nombre entier quelconque) en conservant l'ordre des groupes de fils A, B, C, X, Y, Z (dans le sens des aiguilles d'une montre), c'est-à-dire si on diminue de p fois la distance entre les points correspondants de deux groupes voisins, la répartition de l'induction du champ de chaque phase suivant la circonférence du stator sera représentée non pas par une onde sinusoïdale mais par p ondes, de façon que la répartition de l'induction de la phase A sera exprimée par la formule

$$B_A = B_{A_0} \cos p\alpha.$$

Conformément à cela la formule (8-32) du champ résultant des trois phases prendra la forme suivante:

$$B = \frac{3}{2} B_M \sin(\omega t - p\alpha).$$

Si de nouveau on se pose la question pour quelle valeur de α la grandeur B sera égale à sa valeur positive maximale à un moment donné t, on répondra pour

$$\alpha = \frac{\omega}{p} t - \frac{\pi}{2p},$$

c'est-à-dire que le point cherché se déplace suivant la circonférence du stator à la vitesse angulaire $\frac{\omega}{p}$. De cette façon, en adoptant différentes valeurs de p on peut changer par échelons la vitesse de rotation du champ et obtenir un champ tournant dit multipolaire. Le rotor d'un moteur asynchrone ou d'un moteur synchrone placé dans un tel champ tournera p fois plus lentement que dans un champ tournant bipolaire.

On peut obtenir un champ tournant non seulement à l'aide d'un courant triphasé mais aussi en utilisant un courant polyphasé quelconque. Dans certains systèmes d'appareils de mesure électriques on emploie un champ tournant diphasé créé par deux bobines dont les axes ne coïncident pas et qui sont alimentées par des courants déphasés l'un par rapport à l'autre (§ 12-7).

Chapitre IX

COURANTS PÉRIODIQUES NON SINUSOÏDAUX

9-1. Naissance des courants non sinusoïdaux

La variation sinusoïdale des courants électriques dans le temps est un cas particulier de courants variant périodiquement.

Dans les installations énergétiques on prend plusieurs mesures pour obtenir des courants alternatifs qui se rapprochent au maximum des courants sinusoïdaux. Mais dans ces installations aussi de nombreuses causes provoquent de sérieuses déformations des courbes : dans certains cas, d'ailleurs relativement rares, les courbes des forces électromotrices des générateurs à courant alternatif sont quelque peu déformées. La cause principale des déformations des courbes de courants et de tensions provient de la présence dans le réseau de récepteurs non linéaires. Ces derniers font naître des courants non sinusoïdaux dans les branches correspondantes et déforment également la tension aux bornes des récepteurs linéaires en provoquant des chutes de tension non sinusoïdales dans les systèmes de transmission d'énergie. Parmi les récepteurs non linéaires les plus importants citons ceux à circuit magnétique en fer (« bobines à noyau de fer », voir §§ 10-3 et 10-4). On remarque que dans des circuits comportant des capacités de faibles déformations des courbes de tension provoquent des déformations importantes de la courbe du courant capacitif. Ainsi dans certains cas, lors du calcul et de l'étude des circuits à courant alternatif il faut prendre en considération l'influence des grandeurs non sinusoïdales.

Lors du redressement du courant alternatif apparaît un courant pulsatoire dont le sens reste le même mais dont la grandeur varie périodiquement. Un tel courant périodique non sinusoïdal se décompose en un courant continu (moyen) et en des composantes alternatives sinusoïdales. Des courants périodiques analogues passent par les circuits anodiques de certains appareils électroniques (par exemple dans les amplificateurs, voir § 18-2). Il en résulte que les calculs des circuits à courants redressés et des circuits à appareils électroniques doivent également s'effectuer par des méthodes spéciales. Avant d'aborder l'étude des récepteurs non linéaires nous devons examiner brièvement ces méthodes spéciales d'étude et de calcul des courants périodiques non sinusoïdaux.

9-2. Détermination de la courbe du courant d'après une courbe donnée de la tension

Le problème le plus simple, qui se rapporte aux calculs des courants non sinusoïdaux dans un circuit linéaire, consiste à déterminer la courbe du courant (en fonction du temps) d'après la courbe périodique non sinusoïdale de la tension appliquée (ou de la force électromotrice) et les paramètres du circuit.

En développant la fonction périodique de la tension en série de Euler-Fourier on peut la représenter sous la forme suivante:

$$U_0 + U_{1M}\sin(\omega t + \psi_1) + U_{2M}\sin(2\omega t + \psi_2) + \ldots =$$
$$= U_0 + \sum_{k=1}^{n} U_{kM}\sin(k\omega t + \psi_k), \qquad (9\text{-}1)$$

où U_0 est la composante continue de la tension égale à la valeur moyenne de la tension pendant une période entière;

U_{kM} l'amplitude de l'harmonique d'ordre k;

ψ_k sa phase initiale qui dépend du choix de l'origine des temps ($t = 0$).

A titre d'exemple on a montré sur la fig. 9-1 une courbe non sinusoïdale de tension et son développement en composantes harmoniques.

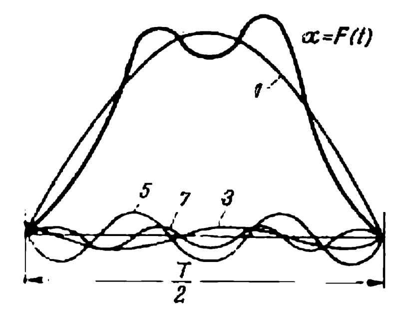


Fig. 9-1. Courbe non sinusoïdale d'un phénomène périodique [$x = F(t)$] et sa décomposition en composantes harmoniques (pour une demi-période)

Les méthodes analytiques et graphiques de détermination de toutes ces grandeurs d'après la courbe de tension donnée sont exposées dans les cours de mathématiques. Pour cette raison nous les considérons comme connues. L'harmonique de pulsation ω ou $k = 1$ est appelé s i n u s o ï d e f o n d a m e n t a l e (onde fondamentale) de la tension et tous les autres harmoniques, pour lesquels $k > 1$, sont appelés h a r m o n i q u e s s u p é r i e u r s de la tension. L'harmonique pour lequel $k = 2$ est appelé harmonique d'ordre 2, celui pour lequel $k = 3$ est appelé harmonique d'ordre 3, etc.

La courbe de la force électromotrice des générateurs à courant alternatif pendant l'alternance négative est à l'image de celle pendant l'alternance positive, c'est-à-dire la courbe de la F.E.M. ne contient pas de composante continue. La courbe de la force électromotrice satisfait à la condition:

13—1250

$$f\left(t+\frac{T}{2}\right)=-f(t).$$

Le cours de mathématiques nous indique que dans les pareils cas la courbe ne contient pas d'harmoniques d'ordre pair. Par contre, on peut les déceler, ainsi qu'une composante continue, dans les courbes de tension produite, par exemple, par les redresseurs.

L'équation (9-1) signifie qu'une source d'énergie à tension non sinusoïdale mais variant périodiquement peut être remplacée par des sources couplées en série dont l'une produit une tension continue U_0 et les autres produisent des tensions sinusoïdales à différentes fréquences. Dans ce cas, on peut trouver le courant dans une portion quelconque du circuit par la *méthode de superposition* sous forme d'une série:

$$i=I_0+\sum_{k=1}^{n} I_{kM}\sin(k\omega t+\psi_k-\varphi_k), \tag{9-2}$$

où I_0 est la composante continue du courant déterminée par la composante continue de la tension;

I_{kM} l'amplitude de l'harmonique d'ordre k du courant déterminé par l'harmonique d'ordre k de la tension;

φ_k l'angle de déphasage entre l'harmonique d'ordre k de la tension et l'harmonique d'ordre k du courant.

Dans la portion du circuit où se trouve la source d'énergie la composante continue du courant est déterminée par la formule

$$I_0=\frac{U_0}{R_0}, \tag{9-3}$$

où R_0 est la résistance équivalente de tout le circuit en courant continu.

On détermine l'amplitude de chaque harmonique du courant par la formule

$$I_{kM}=\frac{U_{kM}}{z_k}, \tag{9-4}$$

où z_k est l'impédance du circuit pour la pulsation $k\omega$. L'angle de déphasage φ_k se détermine par la formule

$$\operatorname{tg}\varphi_k=\frac{X_k}{R_k}, \tag{9-5}$$

où R_k et X_k sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'impédance complexe $Z_k=R_k+jX_k$ du circuit entier pour la pulsation $k\omega$. Il faut tenir compte du fait que Z_k et par conséquent ses composantes R_k et X_k dépendent de la fréquence et pour cette raison ne sont pas les mêmes pour différents harmoniques. Par exem-

ple, pour le schéma de la figure 9-2 on a

$$R_0 = R_1 + R_2$$

et

$$Z_k = R_1 + jk\omega L + \frac{R_2\left(-j\frac{1}{k\omega C}\right)}{R_2 - j\frac{1}{k\omega C}} =$$

$$= R_1 + jk\omega L + \frac{R_2\left(\frac{1}{k\omega C}\right)^2 - jR_2^2\frac{1}{k\omega C}}{R_2^2 + \left(\frac{1}{k\omega C}\right)^2} = R_k + jX_k,$$

où

$$R_k = R_1 + \frac{R_2\left(\frac{1}{k\omega C}\right)^2}{R_2^2 + \left(\frac{1}{k\omega C}\right)^2}$$

et

$$X_k = k\omega L - \frac{R_2^2\frac{1}{k\omega C}}{R_2^2 + \left(\frac{1}{k\omega C}\right)^2}.$$

Pour $R_1 = 2{,}3$ ohms, $R_2 = 40$ ohms, $\omega L = 10$ ohms et $\frac{1}{\omega C} =$ $= 60$ ohms, ces formules donnent pour la sinusoïde fondamentale

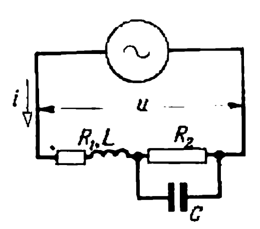


Fig. 9-2. Couplage mixte d'une inductance, des résistances et d'une capacité

($k = 1$) ; $R = 30$ ohms et $X = -8{,}5$ ohms (c'est-à-dire que la réactance est capacitive) et pour le troisième harmonique ($k = 3$) ; $R = 10{,}3$ ohms et $X = +14$ ohms (c'est-à-dire que la réactance est inductive). On a donc pour la sinusoïde fondamentale

$$Z = \sqrt{30^2 + 8{,}5^2} = 31{,}2 \text{ ohms};$$

$$\varphi = -\operatorname{arctg}\frac{8{,}5}{30} = -16^\circ$$

et pour le troisième harmonique

$$Z = \sqrt{10,3^2 + 14^2} = 17,4 \text{ ohms}; \qquad \varphi = +\operatorname{arctg} \frac{14}{10,3} = +54°.$$

9-3. Valeurs efficaces des courants et des tensions non sinusoïdaux

La définition générale de la valeur *efficace* du courant comme valeur moyenne quadratique

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt} \tag{9-6}$$

est valable pour les courants sinusoïdaux ou non sinusoïdaux. Lorsque la courbe d'un courant non sinusoïdal est donnée et qu'il faut déterminer la valeur efficace de celui-ci, l'expression de la valeur du carré moyen de l'intensité du courant pendant une période, que l'on trouve dans la formule (9-6) sous le radical, peut être exprimée approximativement, par la formule des trapèzes, sous la forme suivante:

$$I^2 \approx \frac{1}{n}\sum_{m=1}^{n-1} i_m^2,$$

où n est le nombre de subdivisions de la période et i_m est chacune des ordonnées des points de rencontre de la courbe tracées aux points de division. De cette façon on a

$$I = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{m=1}^{n-1} i_m^2}. \tag{9-7}$$

Plus n est grand, plus le résultat donné par cette formule sera précis. Si

$$i\left(t + \frac{T}{2}\right) = -i(t)$$

c'est-à-dire que si la courbe du courant pendant la deuxième moitié de la période est à l'image de la courbe pendant la première moitié de la période par rapport à l'axe des abscisses, on peut alors diviser en n parties non pas la période toute entière mais seulement une moitié de celle-ci et calculer la valeur efficace à l'aide de la même formule (9-7).

Le rapport de la valeur maximale à la valeur efficace d'un courant

$$k_A = \frac{I_M}{I} \tag{9-8}$$

est appelé *facteur d'amplitude*. Pour le courant sinusoïdal $k_A = \sqrt{2}$. Cette valeur est souvent comparée au facteur d'amplitude d'une courbe non sinusoïdale en calculant la grandeur

$$\xi = \frac{k_A}{\sqrt{2}} = \frac{I_M}{I\sqrt{2}}, \tag{9-9}$$

c'est-à-dire le rapport de la valeur maximale d'un courant non sinusoïdal à celle d'un courant sinusoïdal dont la valeur efficace est la même que la valeur efficace du courant non sinusoïdal donné.

Si un courant non sinusoïdal est développé en harmoniques, on peut calculer sa valeur efficace par un moyen plus simple en utilisant les valeurs efficaces des harmoniques

$$I_k = \frac{I_{kM}}{\sqrt{2}}.$$

En multipliant par $\omega = 2\pi f$ les grandeurs T et t dans la formule (9-6) et en tenant compte du fait que $f \cdot T = 1$, représentons cette formule sous la forme suivante:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i^2\,dx}, \tag{9-10}$$

avec $x = \omega t$. Etant donné qu'à un instant quelconque on a

$$i = I_0 + i_1 + i_2 + i_3 + \ldots = \sum i_k,$$

i_k désignant la composante continue du courant ou la valeur instantanée de l'un de ses harmoniques, le carré de cette somme comprendra: 1) la somme des carrés des différents termes et 2) la double somme des produits de ces termes pris par paires, c'est-à-dire

$$i^2 = \left(\sum i_k\right)^2 = \sum i_k^2 + 2\sum i_k i_n,$$

avec $n > k$. Dans ce cas

$$\int_0^{2\pi} i^2\,dx = \sum \int_0^{2\pi} i_k^2\,dx + 2\sum \int_0^{2\pi} i_k i_n\,dx.$$

Mais puisque

$$i_k = I_{kM} \sin(kx + \varphi_k)$$

et

$$i_n = I_{nM} \sin(nx + \varphi_n),$$

où I_{kM} et I_{nM} sont respectivement les amplitudes des harmoniques d'ordre k et n, on a

$$\int_0^{2\pi} i_k i_n \, dx = I_{kM} I_{nM} \int_0^{2\pi} \sin(kx + \varphi_k) \sin(nx + \varphi_n) \, dx.$$

On connaît l'expression trigonométrique

$$\sin\alpha \sin\beta = \frac{\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)}{2},$$

donc

$$\int_0^{2\pi} i_k i_n \, dx = 0.$$

En effet, cette intégrale peut être exprimée par la différence des intégrales des cosinusoïdes pour un nombre entier de périodes ($n - k$ et $n + k$ sont des nombres entiers). De cette façon,

$$\int_0^{2\pi} i^2 \, dx = \sum \int_0^{2\pi} i_k^2 \, dx$$

et

$$I = \sqrt{\sum \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_k^2 \, dx}. \tag{9-11}$$

Mais puisque la période de la fonction $i_k = I_{kM} \sin(kx + \varphi_k)$ est égale à $\frac{2\pi}{k}$, on a

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_k^2 \, dx = \frac{1}{2\pi} k \int_0^{\frac{2\pi}{k}} i_k^2 \, dx = \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{k}\right)} \int_0^{\frac{2\pi}{k}} i_k^2 \, dx.$$

Cette expression représente la valeur moyenne de i_k^2 pendant une période, c'est-à-dire le carré de la valeur efficace de l'harmonique d'ordre k. Il en résulte que

$$I = \sqrt{\Sigma I_k^2},$$

ou

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \ldots}. \tag{9-12}$$

Ainsi pour trouver la valeur efficace d'un courant non sinusoïdal il suffit de calculer la somme des carrés des valeurs efficaces de ses harmoniques en incluant dans leur nombre la composante continue et de déterminer ensuite la racine carrée de cette somme.

Tout ce que nous avons dit dans ce paragraphe sur la valeur efficace d'un courant sinusoïdal est également valable pour les forces électromotrices, les tensions non sinusoïdales, etc.

9-4. Puissance active d'un courant non sinusoïdal

La puissance active d'un courant non sinusoïdal, comme celle d'un courant sinusoïdal, est exprimée par les valeurs instantanées de la tension et du courant

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\,dt=\frac{1}{T}\int_0^T ui\,dt$$

ou

$$p=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} ui\,dx, \qquad (9\text{-}13)$$

avec $x = \omega t$. Si l'on représente la tension et le courant sous la forme d'une somme comprenant la composante continue et une série d'harmoniques, cette formule devient :

$$P=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(U_0+u_1+u_2+\ldots)\cdot(I_0+i_1+i_2+\ldots)\,dx. \qquad (9\text{-}14)$$

Lorsqu'on ouvre les parenthèses, la fonction qui se trouve sous l'intégrale se présente sous la forme d'une somme de produits de deux sortes : dans certains produits la tension et le courant auront les mêmes indices (c'est-à-dire les mêmes fréquences) et dans d'autres ils auront des indices différents. L'intégrale entière se présentera alors sous la forme d'une somme d'intégrales avec les fonctions de ces deux genres de produits. Lorsque nous avons considéré la valeur efficace d'un courant non sinusoïdal, nous avons montré que

$$\int_0^{2\pi} i_k i_n\,dx=0,$$

si $n \neq k$. De façon analogue on peut montrer que

$$\int_0^{2\pi} u_k i_m\,dx=0,$$

si $m \neq k$. Dans ce cas la formule (9-14) deviendra:

$$P = \sum_{k=0}^{n} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_k i_k \, dx.$$

Mais $\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_k i_k \, dx$, pour $k \neq 0$, représente P_k, c'est-à-dire la puissance moyenne de l'harmonique d'ordre k, car l'angle 2π correspond à la période de la sinusoïde fondamentale ou au nombre entier de k périodes de l'harmonique d'ordre k. Pour $k = 0$ une telle intégrale représente la puissance P_0 de la composante continue. Il en résulte que

$$P = \sum_{k=0}^{n} P_k \quad \text{ou} \quad P = P_0 + P_1 + P_2 + \ldots, \tag{9-15}$$

où $P_0 = U_0 I_0$ et P_k, pour $k \neq 0$, est exprimée par la formule connue

$$P_k = U_k I_k \cos \varphi_k. \tag{9-16}$$

Si l'on introduit les valeurs de P_0 et P_k dans la formule (9-15), elle deviendra finalement:

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{n} U_k I_k \cos \varphi_k. \tag{9-17}$$

Ainsi la puissance active d'un courant non sinusoïdal est égale à la somme des puissances actives de tous les harmoniques plus la puissance de la composante continue.

Souvent, lorsque l'on n'a pas besoin d'une très grande précision, les courants et les tensions non sinusoïdaux sont remplacés par des courants et des tensions sinusoïdaux ayant les mêmes valeurs efficaces que les premiers. De tels tensions et courants sinusoïdaux sont appelés tensions et courants équivalents. Cette substitution permet d'utiliser, lors des calculs, des diagrammes vectoriels ce qui serait impossible avec des courants non sinusoïdaux. Les vecteurs des tensions et des courants équivalents sinusoïdaux doivent être déphasés d'un angle φ pour que, d'après la formule $P = UI \cos \varphi$, on puisse calculer exactement la puissance active. L'angle φ doit, donc, être déterminé par la relation

$$\cos \varphi = \frac{P}{UI}.$$

9-5. Influence de l'inductance et de la capacité sur la forme de la courbe du courant

Aux bornes de l'inductance L peut être appliquée une tension alternative non sinusoïdale (fig. 9-3) dont la valeur efficace est

$$U=\sqrt{U_1^2+U_3^2+U_5^2+\ldots+U_k^2}. \tag{9-18}$$

Généralement les courbes des tensions alternatives sont symétriques par rapport à l'axe des temps et pour cette raison ne contiennent pas d'harmoniques d'ordre pair comme le montre la formule (9-18).

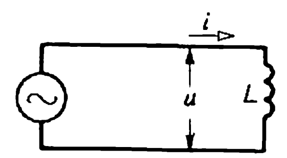


Fig. 9-3. Circuit de courant alternatif comprenant seulement une inductance

La valeur efficace de chaque composante harmonique du courant dans le circuit est déterminée d'après la loi d'Ohm :

$$I_k=\frac{U_k}{k\omega L},$$

et la valeur efficace de tout le courant non sinusoïdal sera

$$I=\sqrt{\left(\frac{U_1}{\omega L}\right)^2+\frac{1}{9}\left(\frac{U_3^2}{\omega L}\right)^2+\frac{1}{25}\left(\frac{U_5^2}{\omega L}\right)^2+\ldots+\frac{1}{k^2}\left(\frac{U_k^2}{\omega L}\right)^2}$$

ou

$$I=\frac{1}{\omega L}\sqrt{\frac{U_1^2}{1}+\frac{U_3^2}{9}+\frac{U_5^2}{25}+\ldots+\frac{U_k^2}{k^2}}. \tag{9-19}$$

En comparant les formules (9-19) et (9-18) on voit que la courbe du courant est moins déformée que celle de la tension, car avec l'accroissement de l'ordre de la composante harmonique la valeur relative des harmoniques dans la courbe du courant diminue rapidement, ce qui résulte du fait que la réactance inductive augmente proportionnellement à l'ordre de la composante harmonique (fig. 9-4).

Si la même tension non sinusoïdale est appliquée aux armatures d'un condensateur (fig. 9-5), les valeurs efficaces des composantes harmoniques du courant pourront être déterminées d'après la loi d'Ohm :

$$I_k=U_k k\omega C$$

et, par suite, le courant capacitif sera

$$I=\sqrt{(U_1\omega C)^2+9(U_3\omega C)^2+25(U_5\omega C)^2+\ldots+k^2(U_k\omega C)^2}$$

ou

$$I=\omega C\sqrt{U_1^2+9U_3^2+25U_5^2+\ldots+k^2U_k^2}. \qquad (9\text{-}20)$$

En comparant cette expression à l'expression (9-18) on voit que la courbe du courant est déformée beaucoup plus que celle

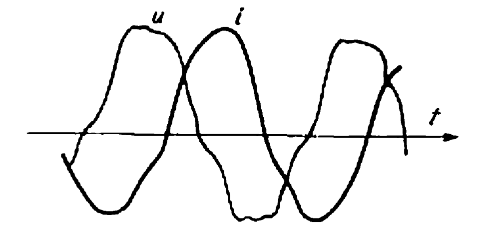


Fig. 9-4. Courbes de tension et de courant dans un circuit comprenant une inductance et une faible résistance

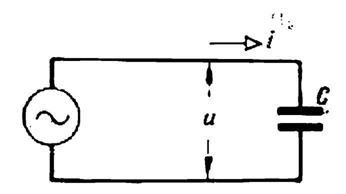


Fig. 9-5. Circuit de courant alternatif comprenant seulement une capacité

de la tension (fig. 9-6) parce que la réactance capacitive diminue proportionnellement à l'ordre de la composante harmonique.

Pour la même raison, lors des calculs des circuits comprenant des capacités dans des réseaux d'interconnexion, il faut souvent

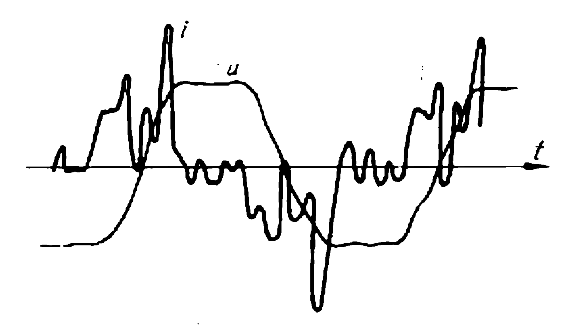


Fig. 9-6. Courbes de tension et de courant d'un condensateur

tenir compte de la forme de la courbe du courant capacitif qui s'écarte fortement d'une sinusoïde.

L'influence de l'inductance et de la capacité sur la forme des courbes du courant et de la tension est largement utilisée dans différents filtres (§ 10-11).

Chapitre X

CIRCUITS NON LINÉAIRES A COURANT ALTERNATIF

10-1. Eléments non linéaires dans un circuit à courant alternatif

En électrotechnique moderne les circuits à courant alternatif comprenant des éléments non linéaires jouent un rôle important. On entend par éléments non linéaires des éléments dont les paramètres (R, L ou C) ne sont pas des grandeurs constantes mais dépendent du courant ou de la tension. On peut classer parmi ces éléments les bobines de réactance et les transformateurs à noyau de fer s'ils travaillent au-delà du coude de la courbe d'aimantation, les contacts des appareils de coupure entre lesquels se forme un arc, les redresseurs de tous genres, les appareils électroniques et ioniques, etc. La particularité principale de tous les éléments non linéaires dans un circuit à courant alternatif est que pour une tension sinusoïdale le courant qui y passe n'est pas sinusoïdal et pour un courant sinusoïdal la tension aux bornes n'est pas sinusoïdale.

Dans ce chapitre nous examinerons deux sortes de circuits non linéaires à courant alternatif que l'on rencontre le plus souvent : les circuits comprenant une bobine de réactance avec un noyau de fer, bobine qui travaille au-delà du coude de la courbe d'aimantation, et les circuits à éléments redresseurs appelés également *soupapes*.

10-2. Flux magnétique et force électromotrice d'une bobine à noyau de fer

Les bobines de réactance et les transformateurs fonctionnant à la fréquence industrielle (50 Hz) et à des fréquences élevées (jusqu'à 20 kHz) sont généralement munis d un noyau de fer qui augmente l'inductance des bobines et diminue respectivement le courant à vide des transformateurs. Afin de réduire les pertes par courants de Foucault ces noyaux sont fabriqués en tôles magnétiques dont l'épaisseur est de 0,25 à 0,5 mm pour les fréquences industrielles et de 0,02 à 0,05 mm pour les fréquences plus élevées (acoustiques). Pour les fréquences comprises entre 20 et 40 kHz ou supérieures on

est obligé d'utiliser pour la fabrication du noyau des corps magnétodiélectriques (§ 4-2) ou de renoncer aux noyaux ferromagnétiques; pour de telles fréquences on peut obtenir une réactance inductive suffisamment grande avec une inductance relativement faible.

Si la bobine parcourue par un courant alternatif a un noyau de fer (fig. 10-1), les phénomènes dont elle est l'objet deviennent beaucoup plus complexes. Tout d'abord l'inductance d'une telle bobine n'est pas constante; elle varie avec l'intensité du courant car le flux magnétique dans le fer n'est pas proportionnel au courant magnétisant (voir les courbes d'aimantation). Cette circonstance rend difficile l'utilisation de l'expression $e = -L\frac{di}{dt}$ pour le calcul du courant dans cette bobine. On est obligé de revenir à la relation fondamentale

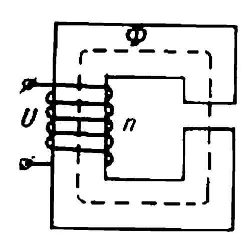


Fig. 10-1. Bobine à noyau de fer

$$e = -n\frac{d\Phi}{dt}, \qquad (10\text{-}1)$$

où n est le nombre de spires de la bobine et Φ, le flux magnétique créé par cette dernière.

D'autre part, par suite des pertes par hystérésis et par courants de Foucault, l'angle de déphasage φ entre la tension et le courant, même pour une résistance pure extrêmement petite de l'enroulement de la bobine, est déjà inférieur à 90°.

Enfin, lorsque l'on applique aux bornes d'une bobine à noyau de fer une tension sinusoïdale, le courant dans la bobine a une forme non sinusoïdale, ce qui complique encore davantage le phénomène qui y a lieu.

Admettons d'abord que la résistance pure et les pertes par hystérésis et courants de Foucault soient négligeables.

Etant donné que d'après la loi d'Ohm $i = \frac{u+e}{R}$ ou

$$u = iR - e,$$

pour $R = 0$ la tension u appliquée à la bobine est à chaque instant égale en grandeur et opposée à la force électromotrice induite qui serait sinusoïdale si la tension u est sinusoïdale. En adoptant

$$e = E_M \sin \omega t \qquad (10\text{-}2)$$

nous trouvons la relation entre la valeur efficace de la force électromotrice E et l'amplitude du flux magnétique Φ_M. En comparant les expressions (10-1) et (10-2) on trouve

$$-n\frac{d\Phi}{dt} = E_M \sin \omega t$$

ou

$$d\Phi = -\frac{E\sqrt{2}}{n}\sin\omega t\, dt,$$

d'où

$$\Phi = -\frac{E\sqrt{2}}{n\omega}\int \sin\omega t\, d\omega t$$

ou

$$\Phi = \frac{E\sqrt{2}}{\omega 2\pi f}\cos\omega t + K, \qquad (10\text{-}3)$$

où K est une constante d'intégration.

Mais lorsque la bobine est alimentée par une source de tension alternative, le flux magnétique ne peut pas avoir (en régime perma-

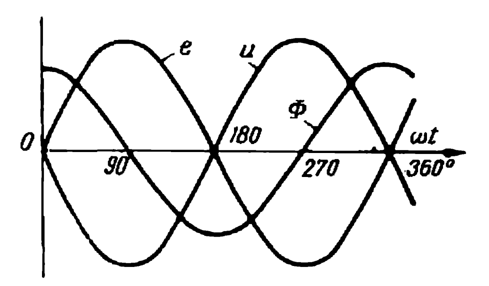


Fig. 10-2. Courbes de u, e et Φ d'une bobine à noyau de fer, les pertes et la saturation du fer sont négligées

nent) une composante continue; pour cette raison $K = 0$, donc

$$\Phi = \Phi_M \cos\omega t, \qquad (10\text{-}4)$$

où

$$\Phi_M = \frac{E}{n\sqrt{2}\pi f} \qquad (10\text{-}5)$$

est l'amplitude du flux magnétique.

Il en résulte que lorsqu'une tension sinusoïdale est appliquée aux bornes de la bobine et $R \approx 0$, le flux dans le noyau de la bobine varie sinusoïdalement.

Etant donné que $\sqrt{2}\pi = 4{,}44$, en déterminant E de la formule (10-5) on obtient

$$E = 4{,}44 f n \Phi_M. \qquad (10\text{-}6)$$

Cette relation importante est appelée *équation de la force électromotrice dans les transformateurs.* Elle permet de trouver une des quatre grandeurs qui en font partie lorsqu'on connaît les trois autres.

En comparant les expressions (10-4) et (10-2) on voit que le flux magnétique Φ est décalé de 90° en avant par rapport à la force électromotrice induite et par suite est en retard du même angle sur la tension (fig. 10-2).

10-3. Courbe du courant magnétisant

En négligeant les pertes par l'hystérésis et par courants de Foucault, il est facile d'établir la relation qui existe entre le flux magnétique Φ et le courant i qui parcourt la bobine ; on utilise, à cette fin, la courbe de magnétisation. Cette relation est représentée sur la fig. 10-3 sous la forme d'un graphique situé à côté de la courbe de

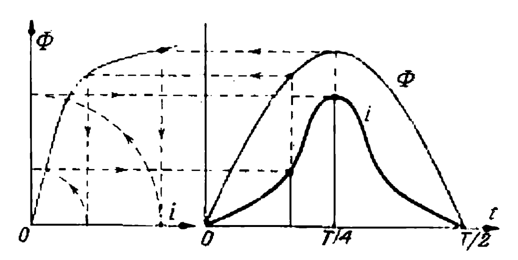


Fig. 10-3. Construction de la courbe du courant magnétisant en tenant compte de la saturation du fer mais en négligeant les pertes

variation du flux en fonction du temps. A l'aide de ce graphique auxiliaire on détermine, d'après une valeur du flux connue à chaque instant, la valeur correspondante du courant. De cette façon, sur la même figure on construit la courbe de variation du courant dans le temps. Cette courbe diffère considérablement de la sinusoïde, donc sa valeur efficace ne peut être déterminée par la relation

$$I = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \qquad (10\text{-}7)$$

et doit être calculée par la formule plus générale

$$I = \frac{I_M}{\xi \sqrt{2}} \qquad (10\text{-}8)$$

qui contient un facteur de correction (§ 9-3)

$$\xi = \frac{k_A}{\sqrt{2}} .$$

Plus loin la valeur de Φ_M se trouve au-delà du coude de la courbe de magnétisation, plus la courbe du courant diffère d'une sinusoïde et plus le facteur ξ est grand. Si le noyau ne comporte pas d'entrefer

et sa section S est homogène sur toute la longueur, pour un matériau donné le facteur ξ ne dépend que de l'induction maximum.

La fig. 10-4 donne un exemple de courbe exprimant cette relation pour les tôles magnétiques. Ce graphique montre que pour $B < 10\,000$ Gs le facteur de correction est tellement voisin de l'unité qu'on peut s'en passer.

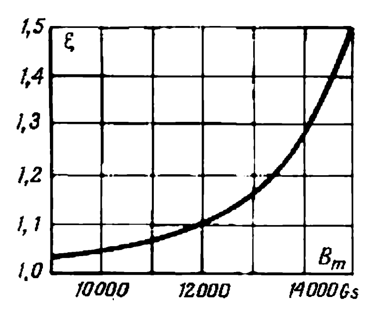


Fig. 10-4. Courbe de ξ en fonction de B_m pour tôles d'acier magnétique

Dans les calculs le courant non sinusoïdal est généralement remplacé par un courant sinusoïdal équivalent, c'est-à-dire par un courant sinusoïdal dont la valeur efficace est égale à la valeur efficace du courant non sinusoïdal donné. Cela permet, en admettant une certaine imprécision, de se servir toujours des diagrammes vectoriels qui ne sont valables que pour les grandeurs sinusoïdales. En l'absence de pertes, le courant sinusoïdal équivalent doit être déphasé en arrière de 90° par rapport à la tension appliquée à la bobine, tout en étant en phase avec le flux magnétique.

10-4. Influence de l'hystérésis et des courants de Foucault sur le courant d'une bobine d'inductance

La relation entre le courant et le flux magnétique en présence du phénomène d'hystérésis s'exprime non pas par la courbe fonda-

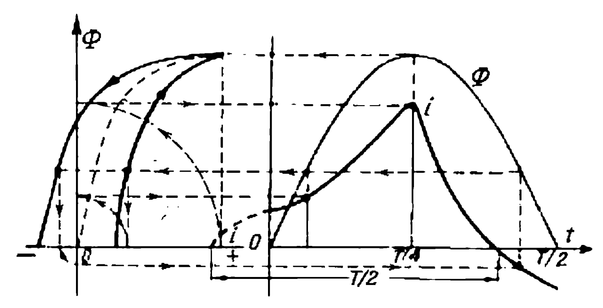


Fig. 10-5. Construction de la courbe du courant magnétisant en utilisant la boucle d'hystérésis de l'acier

mentale d'aimantation mais par la boucle d'hystérésis (fig. 10-5), et ainsi la forme de la courbe du courant i lors de l'accroissement et lors de la diminution du flux n'est pas la même : lorsque le courant

augmente la courbe du courant passe au-dessus de la courbe i construite sans tenir compte de l'hystérésis, et lorsque le courant diminue elle passe en-dessous. Cependant la valeur maximale du courant reste la même. D'après la courbe du courant i on peut déterminer la valeur efficace du courant I et le considérer comme la valeur efficace du courant sinusoïdal équivalent. Cependant ce courant équivalent doit être déphasé en arrière par rapport à la tension non pas de 90°, mais d'un angle inférieur ψ car l'hystérésis provoque des pertes dont la grandeur à une certaine échelle est exprimée par l'aire de la boucle d'hystérésis. Cette aire est proportionnelle aux pertes par unité du volume et par cycle d'aimantation.

Mais un tel mode de calcul des pertes par hystérésis demande la détermination expérimentale de la boucle d'hystérésis. La puissance active perdue par hystérésis peut être calculée de façon plus simple à l'aide de la formule empirique

$$P_h = \sigma_h G f B_M^{\alpha}, \tag{10-9}$$

B_M est l'amplitude de l'induction magnétique;
f la fréquence;
G le poids du noyau;
σ_h un coefficient expérimental.

L'exposant α pour $B_M > 10\,000$ Gs peut être pris égal à 2. Connaissant la valeur de P_h et en tenant compte du fait que

$$P_h = UI \cos\psi = EI \cos\psi,$$

on trouve l'expression pour cosinus ψ:

$$\cos\psi = \frac{P_h}{EI}. \tag{10-10}$$

Connaissant l'angle ψ on peut] décomposer le vecteur I en une composante active

$$I_h = I\cos\psi = I\frac{P_h}{EI} = \frac{P_h}{E} \tag{10-11}$$

et une composante réactive, ou magnétisante,

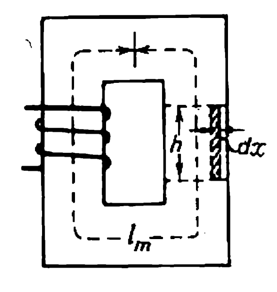
$$I_\mu = I\sin\psi = \sqrt{I^2 - I_h^2}. \tag{10-12}$$

Si, comme il arrive souvent, la composante active I_h est de beaucoup inférieure au courant total I, la composante magnétisante I_μ diffère peu du courant total et on peut la trouver, comme s'il n'y avait pas d'hystérésis, par une formule identique à (10-8):

$$I_\mu = \frac{I_M}{\xi\sqrt{2}}. \tag{10-13}$$

En calculant la composante active du courant il faut tenir compte non seulement des pertes par hystérésis mais aussi de celles par

courants de Foucault. La variation périodique du flux magnétique dans le noyau fait naître une force électromotrice induite non seulement dans les spires de l'enroulement qui entourent ce noyau, mais aussi dans n'importe quel circuit que l'on peut s'imaginer dans le corps même du noyau (fig. 10-6), même si ce circuit n'embrasse qu'une partie du flux magnétique alternatif. Etant donné que de tels circuits sont toujours fermés, des courants, appelés *courants de Foucault*, y apparaissent. D'une part, ces courants réchauffent le noyau et si on ne prend pas de précautions spéciales, ils peuvent provoquer une élévation tout à fait inadmissible de la température du noyau ; d'autre part, ils provoquent un appel plus grand du courant dans l'enroulement de la bobine. Cet accroissement du courant sert à compenser les pertes d'énergie dues au dégagement de chaleur dans le noyau. De cette façon, les courants de Foucault augmentent les pertes dans la bobine.



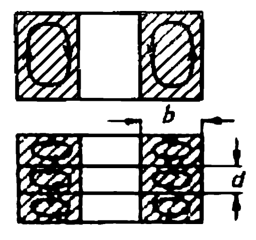


Fig. 10-6. Courants de Foucault dans un noyau

Afin de diminuer ces pertes les noyaux des transformateurs et des bobines de réactance sont fabriqués en tôles d'acier, isolées les unes des autres par papier fin spécial ou par du vernis. Un tel isolement (fig. 10-6, en bas) barre la route aux courants de Foucault et les oblige à se refermer dans les limites de chaque tôle isolée. Cela réduit considérablement les pertes.

La puissance active perdue par courants de Foucault peut être calculée par la formule

$$P_F = \sigma_F G f^2 B_M^2, \qquad (10\text{-}14)$$

où σ_F est un coefficient constant pour des tôles dont la nature et l'épaisseur sont déterminées, et varie proportionnellement au carré de l'épaisseur de la tôle. Cette dernière considération montre particulièrement que le remplacement d'un noyau plein par celui en tôles isolées au vernis ou au papier fin (fig. 10-6) réduit considérablement les pertes par courants de Foucault.

Pour diminuer d'avantage ces pertes on introduit dans le fer de 0,5 à 4,5 % de silicium qui réduit considérablement sa conductivité.

En faisant la somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault on obtient les *pertes magnétiques* totales (*pertes dans le fer*)

$$P_f = P_h + P_F. \qquad (10\text{-}15)$$

14—1250

Il est plus commode de calculer ces pertes totales par la formule empirique

$$P_f = Gp_{10}\left(\frac{B_M}{10^4}\right)^n\left(\frac{f}{50}\right)^{1,3}, \qquad (10\text{-}16)$$

où

$$n = 5{,}69 \lg \frac{p_{15}}{p_{10}}, \qquad (10\text{-}17)$$

et p_{10} et p_{15} désignent les pertes par kilogramme de fer pour la fréquence de 50 Hz et une induction maximum de 10 000 et 15 000 Gs respectivement. Cette formule donne des résultats suffisamment précis pour la valeur de B_M comprise entre 5 000 et 16 000 Gs. Les valeurs de p_{10} et p_{15} pour certaines sortes de fer sont indiquées dans le tableau 10-1.

Tableau 10-1

Pertes spécifiques de certaines qualités de fer pour f=50 Hz

Marque de fer	Epaisseur des tôles, mm	Pertes spécifiques, W/kg	
		p_{10}	p_{15}
Э1	0,5	3,6	8,6
Э41	0,5	1,6	3,6
Э41	0,35	1,3	3,2
Э42	0,5	1,45	3,3
Э42	0,35	1,2	2,9

Connaissant les pertes totales dans le fer on trouve la composante active du courant

$$I_f = \frac{P_f}{E}. \qquad (10\text{-}18)$$

La fig. 10-7 donne le diagramme vectoriel d'une bobine à noyau de fer sans tenir compte de la résistance pure de l'enroulement. Un tel diagramme peut être construit de façon suivante. On trace dans une direction quelconque le vecteur de tension $\dot{U}$, puis on construit perpendiculairement à lui le vecteur Φ_M décalé en arrière; par rapport à ce dernier le vecteur $\dot{E}$ qui est égal en grandeur à $\dot{U}$ retarde de 90°. La composante magnétisante du courant $\dot{I}_\mu$ est en phase avec le flux magnétique $\dot{\Phi}_M$ et la composante active du courant $\dot{I}_f$ est en phase avec la tension $\dot{U}$. En composant géométriquement ces deux courants on obtient le courant sinusoïdal équivalent

$$I = \sqrt{I_\mu^2 + I_f^2} \qquad (10\text{-}19)$$

qui est déphasé en arrière d'un angle ψ par rapport à la tension.

Pour des fréquences élevées il faut prendre en considération encore un phénomène qui se manifeste de façon très faible aux basses fréquences : c'est l'*effet pelliculaire magnétique*. Les courants de Foucault, d'après la loi de Lenz, agissent sur les tôles d'acier en les démagnétisant de sorte que l'induction magnétique n'est pas répartie uniformément dans toute la section de la tôle mais diminue depuis la surface de la tôle jusqu'à la partie interne étant donné que les couches intérieures de la tôle sont parcourues par des courants de Foucault plus grands que les couches extérieures. Cette irrégularité dans la répartition de l'induction magnétique augmente avec la fréquence.

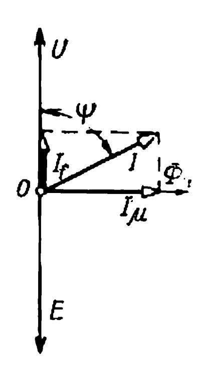


Fig. 10-7. Diagramme vectoriel simplifié d'une bobine à noyau de fer

10-5. Diagramme vectoriel et schéma équivalent d'une bobine à noyau de fer

Le diagramme vectoriel indiqué sur la fig. 10-7 ne tient pas compte du fait que l'enroulement de la bobine possède une résistance pure R et que, en plus du circuit magnétique *principal* Φ dont les lignes se ferment dans le noyau de fer de la bobine, il existe encore un *flux de dispersion* Φ_d qui se ferme non pas dans le noyau mais dans l'espace qui entoure ce dernier. Vu l'existence du flux de dispersion, la force électromotrice induite de la bobine est déterminée non pas par la formule (10-1) mais par la formule suivante :

$$e = -n\frac{d(\Phi+\Phi_d)}{dt} = -n\frac{d\Phi}{dt} - n\frac{d\Phi_d}{dt}, \qquad (10\text{-}20)$$

et par suite la tension appliquée doit contenir une composante

$$u_d = n\frac{d\Phi_d}{dt} = \frac{d(n\Phi_d)}{dt} \qquad (10\text{-}21)$$

qui compense la force électromotrice supplémentaire due au flux de dispersion. Etant donné que le flux de dispersion se ferme dans un milieu non ferromagnétique, il ne provoque pas de pertes d'énergie complémentaires, il est proportionnel au courant dans la bobine et est en phase avec lui. De sorte que

$$n\Phi_d = L_d i \qquad (10\text{-}22)$$

et la composante de la tension

$$u_d = \frac{d(n\Phi_d)}{dt} = L_d\frac{di}{dt}, \qquad (10\text{-}23)$$

où L_d est l'*inductance de dispersion* de la bobine. Cette composante de la tension appelée généralement *chute inductive de tension* est

déphasée en avant de 90° par rapport au courant et sa valeur efficace est

$$U_d = \omega L_d I = X_d I, \qquad (10\text{-}24)$$

où X_d est la réactance inductive de dispersion.

De cette façon, lorsqu'on veut tenir compte de la résistance pure de l'enroulement et du flux de dispersion il faut introduire dans le schéma d'une bobine de réactance (fig. 10-1) un rhéostat de résistance R et une bobine à réactance inductive X_d (fig. 10-8). La tension $\dot{U}$ aux bornes de la bobine réelle sera égale à la tension aux bornes du circuit obtenu, c'est-à-dire comprendra la tension $\dot{U}'$ aux bornes d'une bobine sans résistance pure de l'enroulement et sans dispersion, donc pour laquelle reste valable le diagramme vectoriel (fig. 10-7) construit précédemment, la chute active de tension $R\dot{I}$ en phase avec le courant $\dot{I}$ et la chute inductive de tension $X_d\dot{I}$ en avance de 90° par rapport à $\dot{I}$. De cette façon, on obtient le diagramme vectoriel complet (fig. 10-9) d'une bobine à noyau de fer.

La puissance active P absorbée par la bobine se compose des pertes dans le fer P_f et des pertes électriques (pertes dans le cuivre) $P_c = RI^2$, de sorte que

$$P = P_f + P_c. \qquad (10\text{-}25)$$

Lors de l'examen de certains problèmes, la bobine à noyau de fer peut être remplacée par un schéma équivalent comprenant des résistances pures et des inductances fixes et représentant un développement du schéma indiqué sur la fig. 10-8. Dans un tel schéma la résistance R et l'inductance de dispersion L_d sont conservées et la bobine sans résistance pure et sans dispersion est remplacée par une résistance R_f et une inductance L_f (fig. 10-10) dont

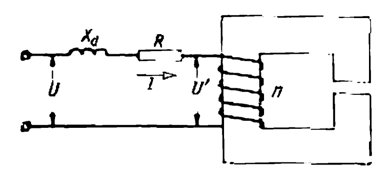


Fig. 10-8. Circuit équivalent tenant compte du flux de dispersion et des pertes dans la bobine

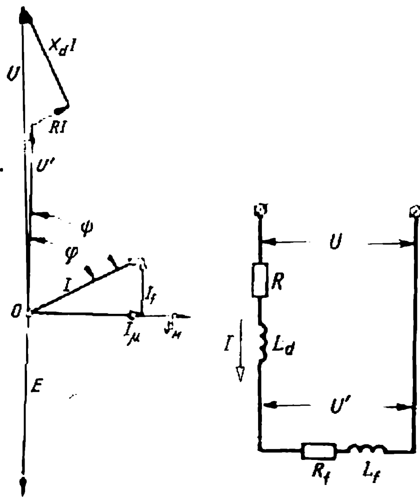


Fig. 10-9. Diagramme vectoriel complet d'une bobine à noyau de fer

Fig. 10-10. Circuit équivalent d'une bobine à noyau de fer

les valeurs sont choisies de façon à conserver le courant donné I et l'angle de déphasage ψ pour la tension donnée U'. Les pertes magnétiques P_f dans le fer de la bobine réelle seront remplacées par les pertes électriques $R_f I^2$ dans la résistance R_f. Pour remplir les conditions indiquées il faut que les relations suivantes soient satisfaites :

$$z = \sqrt{R_f^2 + (\omega L_f)^2} = \frac{U'}{I}$$

et

$$\frac{\omega L_f}{R_f} = \operatorname{tg} \psi,$$

d'où il n'est pas difficile de tirer

$$R_f = z \cos \psi = \frac{U'}{I} \cos \psi \tag{10-26}$$

ou

$$R_f = \frac{U' I \cos \psi}{I^2} = \frac{P_f}{I^2}, \tag{10-27}$$

ainsi que

$$\omega L_f = z \sin \psi = \frac{U'}{I} \sin \psi. \tag{10-28}$$

10-6. Couplage en série d'une bobine à noyau de fer et d'un condensateur

On sait (§ 7-12) que pour un couplage en série d'une bobine et d'un condensateur, la résonance série existe pour une relation déterminée entre la fréquence de la tension appliquée, la capacité du condensateur et l'inductance de la bobine.

Si la bobine a un noyau de fer excité au-delà du coude de la courbe d'aimantation, le phénomène de résonance, vu la relation non linéaire entre le flux magnétique et le courant du circuit (c'est-à-dire vu la variation de l'inductance de la bobine en fonction du courant) revêt cette particularité que la résonance peut être atteinte par la variation du courant dans le circuit sans aucun réglage de la bobine ou du condensateur. La résonance obtenue avec une bobine à noyau de fer a reçu le nom spécial de *ferrorésonance série*. Examinons ce phénomène en première approximation en négligeant les pertes dans le fer du noyau et considérant le courant comme sinusoïdal.

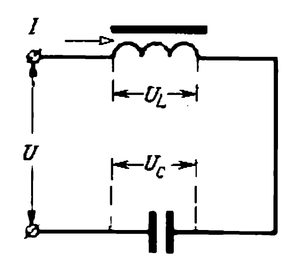


Fig. 10-11. Schéma d'un circuit dans lequel la ferrorésonance série est possible

Etant donné que la composante réactive U_L de la tension aux bornes de la bobine (fig. 10-11) est proportionnelle à l'amplitude du

flux magnétique

$$U_L = 4{,}44 f n \Phi_M,$$

la caractéristique de la tension en fonction de l'intensité pour la bobine (sans tenir compte de la résistance pure de l'enroulement) aura une forme analogue à la courbe d'aimantation (fig. 10-12).

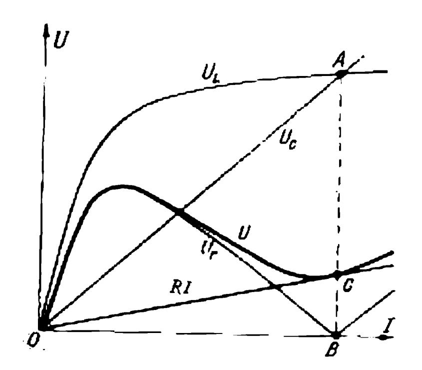


Fig. 10-12. Construction de la courbe tension-courant du circuit de la fig. 10-11

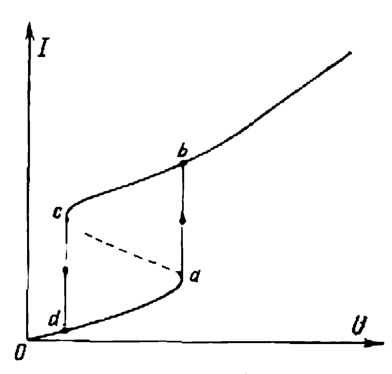


Fig. 10-13. Courbe de la variation du courant dans le circuit de la fig. 10-11 lors de la variation continue et indépendante de la tension

Cette même caractéristique pour le condensateur a été tracée sur le même dessin d'après l'équation

$$U_C = I \frac{1}{\omega C}$$

qui représente une droite. Etant donné que U_L et U_C sont en opposition de phase, la valeur absolue de la tension réactive U_r est égale à leur différence, soit $U_r = \pm (U_L - U_C)$, et est égale à zéro pour un courant qui correspond au point d'intersection A des caractéristiques de la tension en fonction du courant de la bobine et du condensateur pour $U_L = U_C$. C'est le point de résonance. La tension active RI est représentée en fonction du courant par la droite OC. La valeur de la tension totale U qui correspond à chaque valeur du courant I est déterminée par la formule

$$U = \sqrt{U_r^2 + (RI)^2}\,. \tag{10-29}$$

La tension U en fonction du courant est représentée sur le même dessin. On voit d'après le graphique que la tension U calculée d'après la formule (10-29), pour une augmentation continue du courant, croît d'abord, puis diminue, a son minimum au voisinage du point de résonance et puis croît de nouveau.

Un tel graphique ne peut être obtenu expérimentalement que lorsqu'il est possible d'augmenter le courant de façon continue. L'autre cas sera de considérer U comme la variable indépendante dont on indique les valeurs sur l'axe des abscisses et I sera la fonction dont les valeurs s'inscriront sur l'axe des ordonnées (fig. 10-13). On augmente progressivement la valeur de la tension aux bornes du circuit depuis zéro. Le courant varie d'abord de zéro jusqu'au point a, partie inférieure de la courbe. On note que si le courant continue d'augmenter progressivement, la tension diminue. Pour cette raison, l'accroissement ultérieur de la tension provoquera un bond du phénomène vers le point b, c'est-à-dire un accroissement brusque du courant ; ensuite le courant augmentera progressivement comme l'indique la partie supérieure de la courbe. Pour une diminution de la tension jusqu'au point O le phénomène aura lieu de façon continue suivant la partie supérieure de la courbe non pas jusqu'au point b, mais jusqu'au point c. Notons de nouveau que si le courant diminue progressivement, la tension augmente, donc pour une diminution ultérieure de la tension le courant varie brusquement jusqu'au point d ; ensuite le courant diminue progressivement comme le montre la courbe.

Remarquons qu'au-delà du point de résonance (c'est-à-dire pour des forts courants) à une variation considérable de la tension U appliquée au circuit correspond une variation relativement faible de la tension aux bornes de la bobine (surtout pour des faibles valeurs de R) lorsqu'on peut considérer cette tension comme égale à U_L ; cela permet d'utiliser un circuit à ferrorésonance pour la *stabilisation de la tension*, c'est-à-dire pour obtenir une tension pratiquement constante aux bornes de la bobine malgré des fluctuations considérables de la tension du secteur.

10-7. Redressement à une alternance

Nous examinerons ici des circuits à courant alternatif contenant des soupapes parfaites dont la résistance dans le sens de passage aisé $R_p = 0$ et dans le sens inverse $R_{inv} = \infty$. Dans le chapitre XVII nous examinerons la construction des soupapes de différents systèmes.

Le montage redresseur le plus simple (fig. 10-14) comprend une source d'énergie, par exemple un transformateur (sur la fig. 10-14 ce dernier n'est pas indiqué), une soupape B et un récepteur R (en plus des soupapes à semi-conducteurs on peut utiliser les lampes électroniques, les tubes à gaz, les thyratrons, etc.). Dans le montage à une seule soupape on utilise seulement la moitié de la période de la tension alternative. Pour cette raison un tel schéma est appelé *à alternance unique*. Adoptons comme positif le sens depuis l'anode vers la cathode dans lequel la soupape laisse passer le courant

(fig. 10-14). Pour une tension sinusoïdale de la source d'énergie le courant dans le circuit pendant l'alternance positive de la tension

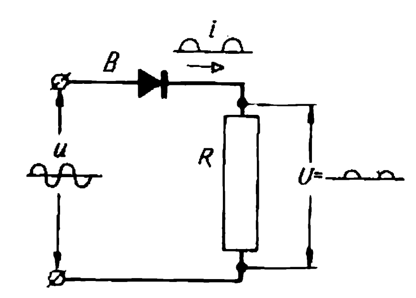


Fig. 10-14. Schéma de redressement d'une alternance

sera également sinusoïdal et en phase avec la tension. Pendant l'alternance négative de la tension le courant sera nul (fig. 10-15).

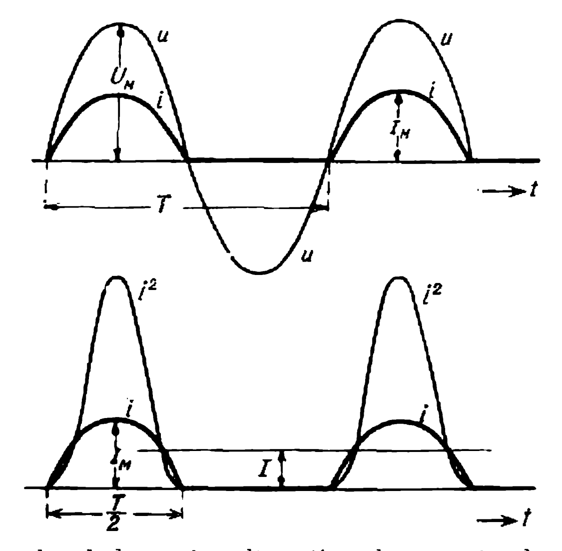


Fig. 10-15. Courbes de la tension alternative, du courant redressé et du carré du courant redressé lors du redressement d'une alternance

La composante continue I_0 de ce courant, c'est-à-dire sa valeur moyenne pendant la période entière, est déterminée en divisant l'aire de la sinusoïde pendant une alternance par la durée d'une période entière. Mais l'aire de la sinusoïde pour une demi-période est égale à $I_{moy}\frac{T}{2}$, où $I_{moy}=\frac{2}{\pi}I_M$ valeur moyenne pendant une

demi-période. Par suite,

$$I_0 = \frac{I_{\text{moy}} \frac{T}{2}}{T} = \frac{I_{\text{moy}}}{2} = \frac{1}{\pi} I_{\text{M}} = 0{,}32 I_{\text{M}}. \qquad (10\text{-}30)$$

La valeur efficace du courant

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2\, dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2\, dt},$$

car pendant la deuxième demi-période $i^2 = 0$ (fig. 10-15). Mais on sait que pour un courant sinusoïdal on a

$$\frac{1}{T} \int_0^T i^2\, dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i^2\, dt = I^2,$$

soit le carré de la valeur efficace du courant, et

$$I^2 = \frac{I_{\text{M}}^2}{2},$$

pour cette raison dans le cas considéré

$$\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2\, dt = \frac{I_{\text{M}}^2}{4},$$

et la valeur efficace du courant redressé

$$I = \sqrt{\frac{I_{\text{M}}^2}{4}} = \frac{I_{\text{M}}}{2}. \qquad (10\text{-}31)$$

La tension aux bornes de la résistance R est appelée *tension redressée*. Sa composante continue U_0 peut être trouvée en multipliant la composante continue du courant I_0 par la résistance R:

$$U_0 = RI_0 = \frac{1}{\pi} RI_{\text{M}} = \frac{U_{\text{M}}}{\pi},$$

c'est-à-dire qu'elle est deux fois plus petite que la valeur moyenne $\frac{2}{\pi} U_{\text{M}}$ de la tension sinusoïdale.

La puissance active du circuit

$$P = RI^2 = \frac{RI_{\text{M}}^2}{4} = \frac{U_{\text{M}} I_{\text{M}}}{4}.$$

Mais $U_{\text{M}} = U\sqrt{2}$, où U est la valeur efficace de la tension sinusoïdale appliquée et $I_{\text{M}} = 2I$, où I est la valeur efficace du courant

dans le circuit (cette valeur est la même en amont et en aval de la soupape). Par suite,

$$P=\frac{U\sqrt{2}\cdot 2I}{4}=\frac{\sqrt{2}}{2}UI=0,707S, \qquad (10\text{-}32)$$

où $S=UI$ est la puissance apparente du circuit (c'est-à-dire de la charge et de la soupape). De cette façon, malgré l'absence de réactances dans le circuit, la puissance active est inférieure à la puissance apparente et le facteur de puissance est égal à 0,707 (par suite de la forme non sinusoïdale de la courbe du courant).

10-8. Redressement à deux alternances

Pour redresser les deux alternances d'une tension alternative on utilise le *montage à deux alternances* proposé en 1901 par V. Mitkévitch (fig. 10-16) qui comprend deux soupapes branchées en opposition et dans lequel le récepteur est branché entre le point commun de deux soupapes et le point milieu de l'enroulement secondaire d'un transformateur. Si dans chaque moitié de cet enroulement on considère comme positif le sens du courant pour lequel la soupape correspondante laisse passer le courant (de l'anode vers la cathode), le courant dans chaque moitié de l'enroulement et dans chaque soupape sera sinusoïdal durant l'alternance positive (pour cette moitié) et sera nul pendant l'alternance négative. Mais dans la charge les sens positifs des deux courants coïncident et pour cette raison le courant y existera pendant les deux alternances coïncidant avec le courant d'une soupape pendant une alternance et avec le courant de l'autre soupape pendant l'autre. Il est clair que la composante continue du courant dans la charge sera deux fois plus grande que lors du redressement d'une alternance et sera exprimée pour des soupapes parfaites par la formule

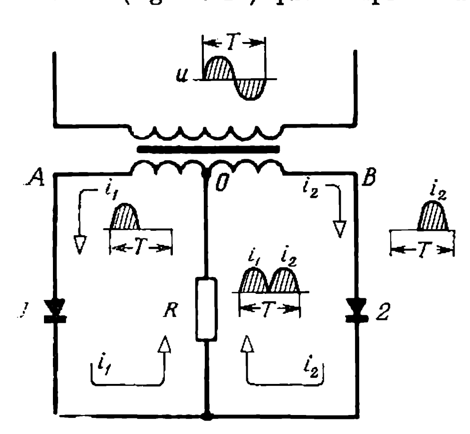


Fig. 10-16. Schéma de redressement des deux alternances

$$I_0=\frac{2}{\pi}I_{\text{M}}=0,64I_{\text{M}}. \qquad (10\text{-}33)$$

De plus, vu que pendant les deux alternances $\int i^2dt$ aura maintenant

les mêmes valeurs on a

$$\int_0^T i^2\,dt = 2\int_0^{T/2} i^2\,dt$$

et par suite le carré de la valeur efficace du courant redressé sera deux fois plus grand que lors du redressement d'une alternance et la valeur efficace elle-même sera $\sqrt{2}$ fois plus grande que dans la formule (10-31) :

$$I = \frac{I_M}{2}\sqrt{2} = \frac{I_M}{\sqrt{2}}, \qquad (10\text{-}34)$$

c'est-à-dire sera égale à la valeur efficace d'un courant sinusoïdal ayant la même amplitude I_M.

La composante continue de la tension redressée conformément à (10-33) sera déterminée par la formule

$$U_0 = RI_0 = \frac{2}{\pi}RI_M = \frac{2}{\pi}U_M, \qquad (10\text{-}35)$$

c'est-à-dire sera égale à la valeur moyenne de la tension alternative de chaque moitié de l'enroulement du transformateur.

La puissance active du circuit

$$P = RI^2 = \frac{RI_M^2}{2} = \frac{U_M I_M}{2},$$

où $U_M = U\sqrt{2}$ et $I_M = I\sqrt{2}$.

Il en résulte que

$$P = \frac{2UI}{2} = UI = S, \qquad (10\text{-}36)$$

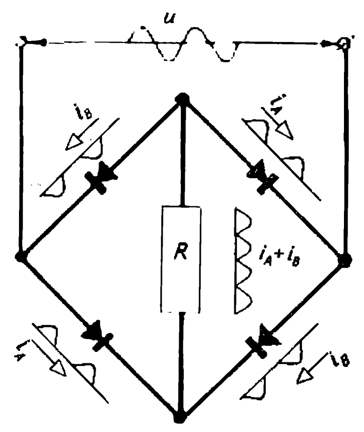


Fig. 10-17. Schéma en pont pour le redressement des deux alternances

c'est-à-dire que lors du redressement de deux alternances la puissance active est égale à la puissance apparente.

Le redressement de deux alternances peut encore être réalisé suivant le *montage en pont de Graetz* (fig. 10-17). Dans une diagonale du pont redresseur est branché le récepteur R et dans la deuxième une source fournissant une tension sinusoïdale. Pour un sens de la tension appliquée le courant i_A passe par deux soupapes situées dans deux branches opposées du pont, et lors du sens contraire de la tension le courant i_B passe par les deux autres soupapes. L'avantage de ce montage réside dans l'absence d'un transformateur. Si un transformateur est nécessaire pour obtenir une certaine valeur de la tension continue, le montage en pont assurera le passage du courant

dans ses enroulements pendant les deux demi-périodes. La tension inverse par soupape pour la même tension redressée est inférieure de deux fois dans le pont de Graetz. Cependant, pour le pont de Graetz il faut quatre soupapes au lieu de deux, ce qui provoque un accroissement de pertes d'énergie dans les soupapes. Etant donné que la courbe du courant redressé dans le pont de Graetz a la même forme que dans le montage de Mitkévitch, toutes les relations déduites plus haut pour le montage de Mitkévitch sont valables pour le pont de Graetz lorsqu'il s'agit de soupapes parfaites.

10-9. Redressement polyphasé

Dans les schémas considérés la tension redressée varie lors des ondulations de la valeur maximale jusqu'à zéro. Le *redressement polyphasé* permet de réduire considérablement ces ondulations.

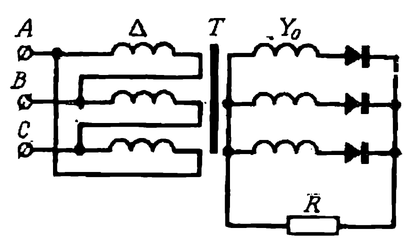


Fig. 10-18. Schéma pour le redressement en triphasé

La fig. 10-18 donne le schéma de redressement triphasé. Dans ce cas (avec des soupapes parfaites), à chaque instant donné, le courant passe seulement par la soupape dont l'anode est connectée à la borne de l'enroulement qui a un potentiel positif maximum par rapport au point milieu du transformateur. Dans ces conditions la tension redressée variera suivant une courbe formée par les sommets des alternances positives des tensions simples des enroulements secondaires du transformateur (fig. 10-19).

Le savant soviétique A. Larionov a proposé un *montage en pont triphasé* (fig. 10-20) où sont combinés les principes du redressement polyphasé et du pont de Graetz.

Dans le schéma en pont on n'a pas besoin du point milieu du transformateur pour assurer le redressement et pour cette raison l'enroulement secondaire peut être à montage en étoile ou en polygone (en triangle pour le courant triphasé). Dans ce schéma une moitié de soupapes forme un groupe de cathodes où toutes les cathodes des soupapes sont connectées entre elles et dans la seconde moitié des soupapes toutes les anodes sont réunies entre elles en formant le groupe d'anodes.

Lors du fonctionnement du montage en pont les deux alternances des tensions alternatives de tous les enroulements secondaires du transformateur sont redressées. Grâce à cela, les ondulations de

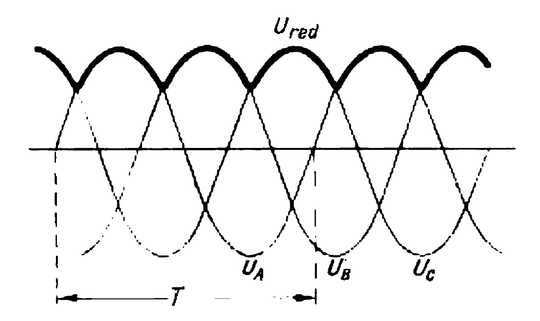


Fig. 10-19. Courbe de la tension redressée lors du redressement en triphasé

la tension redressée sont considérablement diminuées et leur fréquence correspond au double du nombre de phases du système (lors de l'alimentation en triphasé on a des ondulations hexaphasées, c'est-à-dire 6 ondulations par période, fig. 10-20). Dans le schéma

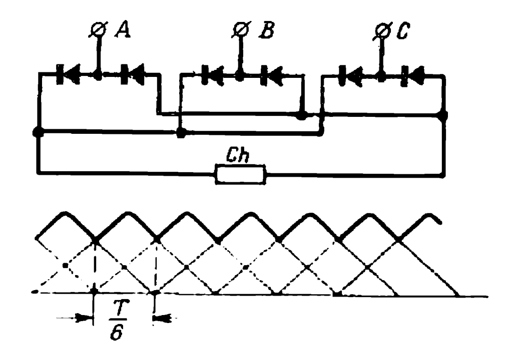


Fig. 10-20. Schéma en pont pour le redressement en triphasé

représenté sur la fig. 10-20 à un moment donné deux soupapes travaillent : l'une du groupe de cathodes dont l'anode se trouve à un potentiel positif maximum et l'autre du groupe d'anodes dont la cathode se trouve à un potentiel négatif maximum en valeur absolue. De cette façon, deux soupapes connectées en série par l'intermédiaire du récepteur *Ch* sont toujours en fonctionnement.

10-10. Filtres

Quelque soit le mode de redressement du courant alternatif on obtient toujours à la sortie du redresseur une tension pulsatoire, c'est-à-dire que la tension redressée, sans changer de signe, change périodiquement de valeur. On sait que cette tension peut être décomposée en une composante continue U_0 et une série d'harmoniques.

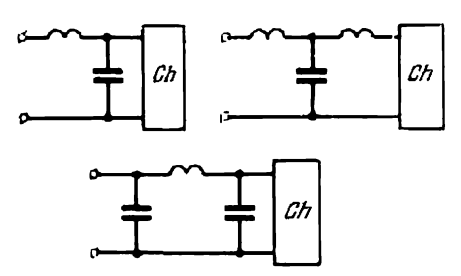


Fig. 10-21. Filtres en L, en T et en Π

Pratiquement dans la plupart des cas il faut prendre en considération seulement le premier harmonique dont la fréquence est égale à la fréquence d'ondulation f_{ond}.

On appelle *coefficient d'ondulation* le rapport de l'amplitude du premier harmonique à la composante continue

$$q = \frac{U_{1M}}{U_0} . \qquad (10\text{-}37)$$

Pour un redressement de deux alternances $q = 0{,}667$, pour un redressement triphasé $q = 0{,}250$ et lors du redressement hexaphasé il est égal à 0,057.

Afin de réduire les ondulations, on introduit entre le redresseur et le récepteur un *élément de filtrage*. Les filtres comprennent des bobines d'inductance, des condensateurs et dans certains cas des résistances. Une inductance en série avec la charge atténue les ondulations du courant dans la charge en arrêtant les harmoniques de tension, et une capacité en parallèle avec la charge réduit les ondulations de tension en laissant passer les harmoniques du courant. Enfin la combinaison d'une inductance et d'une capacité permet d'utiliser le phénomène de résonance afin d'éliminer une bande de fréquences déterminée.

Les filtres les plus simples sont constitués par une bobine d'inductance branchée en série avec la charge et un condensateur branché en parallèle avec cette dernière. Le lissage des ondulations est plus grand en cas d'utilisation simultanée d'une inductance et d'une capacité, ce qui a lieu dans les filtres en L, en T et en Π (fig. 10-21).

Si l'on a en parallèle avec la charge un circuit oscillant comprenant une bobine d'inductance et une capacité en série et qui est à la résonance pour la fréquence des ondulations (c'est-à-dire satisfaisant à la condition $\omega_{\text{ond}} L = \frac{1}{\omega_{\text{ond}} C}$), la résistance de ce circuit oscillant sera nulle pour le courant alternatif à fréquence f_{ond} (on néglige

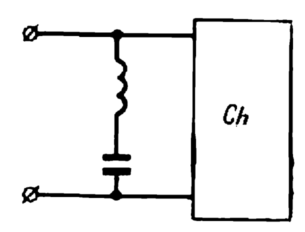


Fig. 10-22. Filtre de résonance

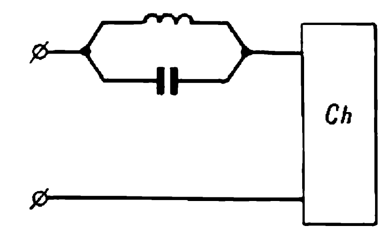


Fig. 10-23. Filtre-bouchon

sa résistance pure) ; donc ce courant alternatif passera par le filtre de résonance sans passer par la charge (fig. 10-22). Un filtre comprenant une bobine d'inductance et une capacité en parallèle, à la résonance pour la fréquence des ondulations et en série avec la charge (fig. 10-23), représentera une résistance infiniment grande pour le courant alternatif ayant la fréquence des ondulations données (*circuit-bouchon*) si l'on néglige la conductance des éléments du filtre. La présence de résistances pures dans les éléments des filtres au moment de la résonance diminue l'effet de ces derniers.

Le travail d'un filtre est apprécié d'après le coefficient d'atténuation

$$s = \frac{q}{q_2},$$

où q_1 et q_2 sont les coefficients d'ondulation en amont et en aval du filtre.

Chapitre XI

PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES DANS LES DISPOSITIFS ÉLECTROTECHNIQUES

11-1. Loi de commutation

Lorsque l'on met un circuit sous une tension continue ou sinusoïdale et qu'aucune portion de ce circuit ne comporte pas de capacité ou d'inductance notables, il s'y établit instantanément un régime de courant continu ou de courant sinusoïdal que nous avons étudié dans le chapitre précédent. Mais lorsque, au moins, une des portions du circuit comporte une capacité ou une inductance, les courants et les tensions dans toutes les portions du circuit ne prennent leur valeur de régime permanent que progressivement, et cela parce que la naissance de champs électriques dans les portions capacitives et de champs magnétiques dans les portions inductives du circuit est liée à l'accumulation dans ces champs de quantités déterminées d'énergie. Or, une telle accumulation ne peut pas avoir lieu instantanément. En effet, l'accumulation dans un champ électrique d'un condensateur d'une réserve d'énergie $\frac{CU^2}{2}$ demande qu'on fournit à ce dernier une charge $Q = CU$. Si le condensateur doit obtenir cette charge instantanément, le courant dans le circuit doit être infiniment grand. Ce qui est impossible car la source a une tension finie et le circuit possède une résistance finie. Lors de l'accumulation d'une réserve d'énergie $\frac{LI^2}{2}$ dans le champ magnétique d'une portion de circuit comprenant une inductance, le courant dans cette portion doit varier de 0 à I. Si la variation du courant avait lieu instantanément, la vitesse d'accroissement du courant $\frac{di}{dt}$ serait infiniment grande ce qui aurait demandé une tension infiniment grande aux bornes de la portion du circuit pour vaincre la force électromotrice d'auto-induction infiniment grande $-L\frac{di}{dt}$, ce qui est également impossible étant donné la tension finie de la source.

Il en résulte que non seulement la naissance mais aussi la disparition des champs électrique et magnétique ainsi que toute leur variation ne peuvent pas avoir lieu instantanément. Autrement

dit, *pour toute variation du régime du circuit la tension aux bornes des portions comprenant une capacité et le courant dans les portions comprenant une inductance doivent varier de façon continue, c'est-à-dire sans sauts.*

Cette loi est souvent appelée *loi de commutation.*

Pour un circuit ce phénomène de passage d'un régime établi à un autre est appelé *phénomène transitoire* et les tensions et les courants correspondants dans différentes portions du circuit sont appelés *tensions et courants transitoires.*

Dans le § 5-7 nous avons examiné deux phénomènes transitoires simples : le branchement et le court-circuitage des circuits comportant une inductance et dans le § 6-5 la charge d'un condensateur à travers une résistance et la décharge d'un condensateur sur une résistance. Dans ce chapitre nous examinerons encore plusieurs phénomènes transitoires. Lors du calcul des courants et des tensions transitoires nous nous servirons de la loi de commutation.

11-2. Mise sous tension sinusoïdale d'un circuit comprenant une résistance et une inductance

Si un circuit comprenant une résistance pure R et une inductance L est mis sous la tension sinusoïdale u (fig. 11-1), les valeurs instantanées du courant i et de la tension u à un instant quelconque seront liées entre elles par la même équation différentielle qu'en régime permanent :

$$u = Ri + L\frac{di}{dt}. \qquad (11\text{-}1)$$

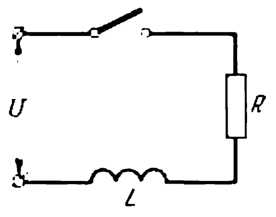


Fig. 11-1. Application d'une tension sinusoïdale à un circuit comprenant une résistance et une inductance

Mais les résultats de l'intégration de cette équation ne seront pas les mêmes dans ces deux cas. Le phénomène permanent s'exprime par une solution *particulière* où le courant est une fonction sinusoïdale du temps. A l'avenir nous appellerons ce courant *courant forcé* et nous le désignerons par i'. Au phénomène transitoire correspond une solution *générale* de l'équation différentielle (11-1) qui est la somme de la solution particulière de i' et de la solution générale de i'' de l'équation différentielle sans le membre droit :

$$Ri'' + L\frac{di''}{dt} = 0$$

ou

$$\frac{di''}{i''} = -\frac{R}{L}\,dt.$$

Cette équation ne diffère pas de l'équation du courant décroissant lors du court-circuitage de la bobine, obtenue dans le § 5-7, et a la même solution:

$$i'' = Ke^{-\frac{t}{\tau}},$$

où la constante de temps

$$\tau = \frac{L}{R}.$$

Le courant i'' est appelé *courant libre*. De cette façon, le courant transitoire peut être à chaque instant représenté sous forme de la

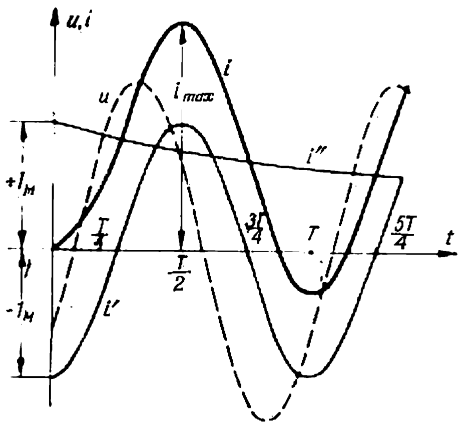


Fig. 11-2. Courbes de variation des courants forcé, libre et transitoire lors de l'application d'une tension sinusoïdale au circuit R, L

somme d'un courant libre et d'un courant forcé:

$$i = i' + i''. \tag{11-2}$$

La valeur initiale K du courant libre est déterminée par la condition que pour $t = 0$, d'après la loi de commutation, le courant transitoire $i = 0$; et selon (11-2)

$$0 = i'_0 + K,$$

où i'_0 est la valeur du courant forcé calculée pour $t = 0$.

On a donc

$$K = -i'_0,$$

c'est-à-dire qu'à l'instant initial du phénomène le courant libre est égal en valeur absolue au courant forcé mais est de sens inverse. Pour cette raison si le branchement avait lieu à un instant où la valeur de la tension est telle que le courant forcé passe par zéro, le courant

libre sera absent en général et le régime permanent s'établira immédiatement dans le circuit. Le courant libre atteindra sa valeur maximale lorsque le circuit sera branché à l'instant où le courant forcé passe par son maximum positif ou négatif $\pm I_M$. Dans ce cas

$$K = \mp I_M \quad \text{et} \quad i'' = \mp I_M e^{-\frac{T}{\tau}}.$$

Les courbes des courants forcé, libre et transitoire qui correspondent à ces cas sont représentées sur la fig. 11-2.

Le courant transitoire atteint sa valeur maximale i_{max} à peu près une demi-période après le branchement, lorsque le courant forcé s'approche de sa valeur maximale, mais a déjà le même sens que le courant libre.

Pour $t \to \infty$ le courant transitoire i est égal au courant forcé i' car le courant libre i'' tend vers zéro. Pour cette raison le courant forcé est souvent appelé courant permanent.

11-3. Equations d'un circuit oscillant

En examinant les phénomènes de résonance (§ 7-12) nous avons fait connaissance des oscillations entretenues ayant lieu lors d'une décharge sans pertes d'un condensateur dans une inductance. C'étaient des conditions idéales. Dans les conditions réelles le circuit oscillant comporte inévitablement une résistance (fig. 11-3), aussi le phénomène s'amortit.

Lorsque le circuit comporte une résistance R plus au moins grande, à chaque oscillation une partie de l'énergie est transformée de façon irréversible en chaleur, aussi les amplitudes du courant et de la tension diminuent avec chaque demi-période et déjà la première amplitude du courant est plus petite que l'amplitude du courant d'un phénomène entretenu lorsque

$$I_M = \frac{U}{\sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

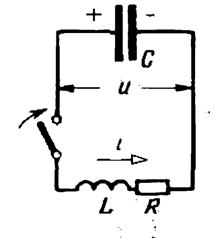


Fig. 11-3. Circuit oscillant

Avec l'accroissement de la résistance la période des oscillations augmente, c'est-à-dire que le phénomène de décharge et de charge du condensateur ralentit comme cela a lieu lors de la décharge ou de la charge d'un condensateur en absence d'inductance. Si la résistance est supérieure à $2\sqrt{\frac{L}{C}}$, le phénomène perd son caractère oscillatoire et devient apériodique.

Passons maintenant aux équations qui décrivent le processus examiné.

A un instant quelconque t compté depuis le commencement de la décharge du condensateur, le courant i, la tension u, la force élec-

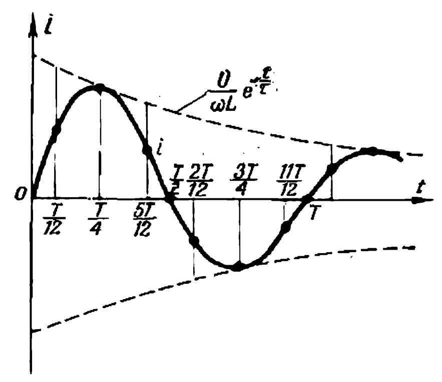


Fig. 11-4. Courbe du courant lors d'une décharge oscillante d'un condensateur sur un circuit R, L

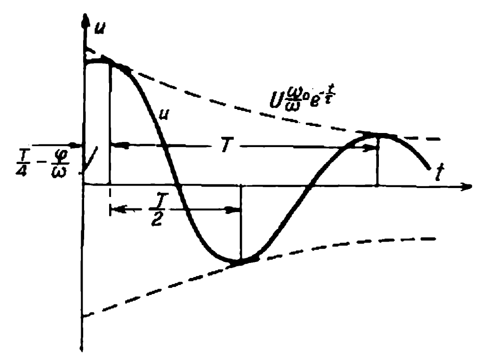


Fig. 11-5. Courbe de la tension lors d'une décharge oscillante d'un condensateur sur un circuit R, L

tromotrice d'auto-induction e et la résistance R sont liés entre eux par la relation

$$i=\frac{u+e}{R}$$

ou

$$Ri=u+e. \tag{11-3}$$

Etant donné qu'à la décharge d'un condensateur (§ 6-5) on a

$$i=-C\frac{du}{dt}, \tag{11-4}$$

la force électromotrice d'auto-induction

$$e_L = -L\frac{di}{dt} = LC\frac{d^2u}{dt^2}.$$

En introduisant ces expressions pour i et e dans l'équation (11-3) on obtient

$$-RC\frac{du}{dt} = u + LC\frac{d^2u}{dt^2}$$

ou

$$LC\frac{d^2u}{dt^2} + RC\frac{du}{dt} + u = 0, \qquad (11\text{-}5)$$

c'est-à-dire une équation différentielle linéaire du deuxième degré avec coefficients constants sans second membre. La solution d'une telle équation a la forme suivante :

$$u = Ae^{p_1t} + Be^{p_2t}, \qquad (11\text{-}6)$$

où e est la base des logarithmes naturels et p_1 et p_2 sont les racines d'une équation caractéristique

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0$$

ou

$$p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC} = 0, \qquad (11\text{-}7)$$

c'est-à-dire que

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

ou

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}, \qquad (11\text{-}8)$$

si l'on désigne

$$\delta = \frac{R}{2L} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (11\text{-}9)$$

δ est appelé coefficient d'amortissement car il détermine la vitesse d'amortissement du phénomène ; ω_0 est la pulsation des oscillations libres dans le circuit, c'est-à-dire des oscillations en l'absence de pertes (§ 7-12).

Ainsi l'équation (11-5) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\frac{d^2u}{dt^2} + 2\delta\frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0. \qquad (11\text{-}10)$$

Le cas $\delta \geqslant \omega_0$ correspond au caractère apériodique du phénomène et le cas $\delta < \omega_0$ à son caractère oscillatoire.

Chapitre XII

MESURES ÉLECTRIQUES

12-1. Généralités

Mesurer une grandeur c'est la comparer à une autre grandeur de même espèce.

Les mesures électriques, comparées aux autres mesures, sont plus sûres, plus précises et plus simples. Pour cette raison les méthodes électriques de mesure sont largement utilisées pour mesurer la plupart des grandeurs physiques (thermiques, lumineuses, mécaniques, etc.) transformées à cette fin en grandeurs électriques qui leur sont proportionnelles (résistance, force électromotrice, courant, fréquence, etc.). L'électrification des mesures permet par des moyens relativement simples de résoudre de nombreux problèmes importants des techniques nouvelles: transmettre les grandeurs mesurées à grande distance (télémesures), automatiser des opérations mathématiques sur des grandeurs à mesurer et obtenir l'action directe du dispositif de mesure sur des machines et des appareils (régulation automatique), contrôler la qualité des matériaux et des articles fabriqués, multiplier les indications des appareils de mesure, etc.

L'appareillage de mesures électriques joue un rôle énorme dans l'étude de l'espace à l'aide des vaisseaux cosmiques et des satellites artificiels de la Terre.

12-2. Erreurs et classes de précision

Pour de nombreuses raisons toute mesure est inévitablement l'objet d'une certaine erreur. Cependant il faut que cette dernière ne soit pas supérieure à la valeur pratiquement admissible pour la mesure donnée. A ce point de vue les exigences des laboratoires de recherche et industriels envers la technique des mesures augmentent rapidement.

La différence entre la valeur mesurée A_m d'une grandeur et sa valeur réelle A est appelée *erreur absolue*

$$\Delta A = A_m - A. \qquad (12\text{-}1)$$

La *correction* est l'erreur absolue prise avec un signe inverse; elle est ajoutée aux indications lues sur l'appareil. Mais pour évaluer la précision des mesures on détermine le rapport, exprimé en pour cent, de l'erreur absolue à la valeur réelle, c'est l'*erreur relative*

$$\gamma_{rel}\% = \frac{\Delta A}{A} 100\%, \qquad (12\text{-}2)$$

et puisque la différence entre A et A_m est dans la plupart des cas relativement petite on a

$$\gamma_{rel}\% \approx \frac{\Delta A}{A_m} 100\%.$$

Dans les appareils à aiguille les erreurs exprimées en unités de division de l'échelle sont à peu près du même ordre pour toutes les divisions de la partie utile de l'échelle et pour cette raison l'erreur relative augmente rapidement au fur et à mesure qu'on se rapproche du début de l'échelle. Il est rationnel d'évaluer la précision d'un appareil d'après l'*erreur rapportée*, c.-à.-d. d'après le rapport de l'erreur absolue à la valeur maximum A_{nom} qui peut être mesurée d'après l'échelle de l'appareil (valeur nominale):

$$\gamma_{rap}\% = \frac{\Delta A}{A_{nom}}. \qquad (12\text{-}3)$$

Les *erreurs d'indications* d'un appareil proviennent des défauts de l'appareil lui-même (du mécanisme de mesure, du circuit de mesure, du manque de précision dans la graduation de l'échelle, etc.), ainsi que de l'influence des facteurs extérieurs (température, position, champs magnétiques et électriques, etc.). Conformément à cela les erreurs d'un appareil sont classées en erreurs systématiques et erreurs accidentelles.

Les *erreurs systématiques* sont les erreurs rapportées de l'appareil déterminées d'après (12-3) dans les *conditions normales*, c'est-à-dire pour une température du milieu ambiant de 20° C (si sur l'échelle de l'appareil ne figure pas une autre température), l'appareil étant dans la position correspondante à celle indiquée sur l'échelle, en l'absence au voisinage de l'appareil de masses ferromagnétiques et de champs magnétiques extérieurs (le champ terrestre exclu), à tension, fréquence et cosinus φ nominaux.

Les *erreurs accidentelles* sont provoquées par l'écart des conditions extérieurs des conditions normales (température, position de l'appareil, etc.). En fonction de l'erreur systématique maximum admissible, conformément aux normes soviétiques, les appareils de mesure électriques sont répartis en 8 classes de précision: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4. La valeur correspondante de l'erreur admissible désigne la classe. Pour qu'un appareil appartienne à une classe déterminée il faut que son erreur systématique pour toutes les

divisions de la partie utile de l'échelle ne dépasse pas la valeur déterminée par la dénomination de la classe (par exemple pour un appareil de la classe 0,5, l'erreur systématique $\gamma_{rap}\ \% = 0{,}5\ \%$). Les erreurs accidentelles d'un appareil d'une classe donnée apparaissant pour des écarts déterminés entre les conditions extérieures et des conditions normales sont aussi normalisées.

12-3. Marquage des appareils

Sur la face avant de l'appareil (généralement sur le cadran) on indique, conformément aux normes, les inscriptions conventionnelles qui déterminent les particularités techniques d'un appareil de mesure électrique : l'unité de la grandeur mesurée, la classe de précision, le genre de courant et le nombre de phases, le système de

Tableau 12-1

Signes graphiques conventionnels indiqués sur le cadran d'un appareil

Symboles	Désignation
—	Courant continu
∼	Courant alternatif (monophasé)
≂	Courant continu et courant alternatif
≋	Courant triphasé (symbole général)
≋ (barré)	Courant triphasé, p. ex. appareil à mécanisme de mesure à deux éléments
0,5	Classe de précision (par exemple 0,5)
□	Protection contre les champs magnétiques extérieurs (1re catégorie de protection)
⬚	Protection contre les champs électriques extérieurs (1re catégorie de protection)
⊓	Cadran en position horizontale
⊥	Cadran en position verticale
☆ 2	Le circuit de mesure est isolé de la masse; la tension d'épreuve diélectrique est, par exemple, de 2 kV
*	Borne d'entrée (pour wattmètres, variomètres et phasemètres)
⏚	Borne de mise à la terre

l'appareil (voir § 12-6), la protection contre les champs magnétiques ou électriques extérieurs, le groupe auquel appartient l'appareil d'après les conditions de son utilisation, la position normale de l'appareil, etc. Les désignations conventionnelles les plus importantes sont indiquées dans le tableau 12-1.

En fonction de la sensibilité aux champs magnétiques (ou électriques) extérieurs, les appareils sont classés en deux catégories: Ière catégorie à sensibilité faible et IIème catégorie à sensibilité plus grande; les conditions déterminant les erreurs accidentelles correspondantes sont normalisées.

La division en *groupes d'après les conditions d'utilisation* détermine la tenue de l'appareil aux actions mécaniques et la protection contre la pénétration d'agents extérieurs tels que l'humidité, la poussière, etc. dans l'appareil. Par exemple, un appareil résistant aux secousses porte sur le cadran le symbole TΠ, un appareil résistant aux vibrations BΠ, un appareil protégé contre les jets d'eau Bз, un appareil étanche porte la désignation Гм et un appareil protégé contre la poussière Пз.

12-4. Pièces communes aux mécanismes des appareils à lecture directe

La construction des appareils à lecture directe est très variée. Cependant certaines pièces sont communes aux appareils de destinations et de systèmes divers. Ces pièces sont les éléments de l'équipage mobile, les éléments du couple résistant, les dispositifs d'équilibrage de l'équipage mobile, les éléments d'amortissement, de correction et d'arrêt.

L'*équipage mobile* peut être monté sur pivots, avec haubans et avec fils de suspension.

Le *montage sur pivots* (sur pointes et crapaudines) était jusqu'à ces derniers temps presque le seul utilisé dans les appareils de mesure électriques de tableau ou portatifs. L'équipage mobile s'appuie sur deux pointes en acier (fig. 12-1) par lesquelles passe l'axe de rotation. Ces pointes sont emmanchées à la presse dans un tube en aluminium, formant l'axe de l'appareil auquel est fixé l'équipage mobile. Lorsque ce tube est absent les pointes sont forcées dans des manchons fixés directement sur l'équipage mobile et formant deux demi-axes de l'appareil (fig. 12-2). Les pointes sont en acier spécial ou en acier inoxydable au cobalt-tungstène. Les pointes sont de forme conique et finissent par un arrondi de faible rayon.

Les *crapaudines* sur lesquelles s'appuient les pointes sont en agate synthétique ou en corindon dans lesquels est percé un cratère conique finissant par un arrondi (fig. 12-1). Cette pierre est sertie dans la vis d'appui, ce qui permet de régler la position de la crapau-

dine. Cette position doit être telle qu'il reste un certain jeu axial permettant à l'axe de tourner librement entre les crapaudines. Les appareils de laboratoire sont souvent dotés de crapaudines faisant ressort. Vu le principe même du montage sur axes lors du déplacement de l'équipage mobile un certain frottement est inévitable;

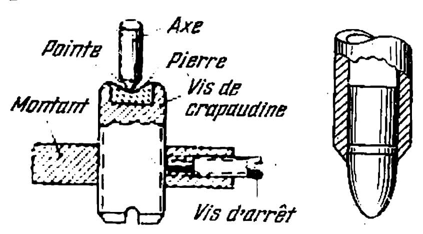


Fig. 12-1. Montage de l'équipage mobile sur des axes; crapaudine et pointe sertie dans le tube de l'axe

il donne pour une grandeur mesurée et des conditions extérieures identiques des *différences d'indications.*

Lorsque l'axe est vertical (position horizontale du cadran) tout l'effort est concentré sur le support inférieur et le frottement est

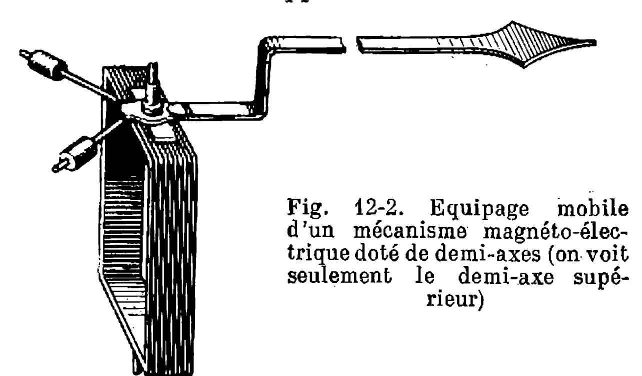


Fig. 12-2. Equipage mobile d'un mécanisme magnéto-électrique doté de demi-axes (on voit seulement le demi-axe supérieur)

de beaucoup faible que celui existant pour une position horizontale de l'axe. Aussi la plupart des appareils de laboratoire sont à cadran horizontal.

Le *montage avec haubans* (fig. 12-3) est de plus en plus employé. Les haubans sont faits de deux rubans ou fils métalliques auxquels est suspendu l'équipage mobile de l'appareil. Les haubans sont tendus par deux ressorts plats qui se trouvent dans des plans perpendiculaires l'un à l'autre. La torsion des haubans crée un couple résistant; ils peuvent être utilisés pour amener le courant dans l'équipage mobile. Lors du montage avec haubans le frottement dans les supports est éliminé et on n'a pas besoin de rectifier périodiquement

les extrémités des pointes ; de plus, l'équipage mobile est plus léger, l'appareil est plus sensible et la consommation propre de l'appareil est réduite de plusieurs fois.

La *suspension sur fil* (fig. 12-4) est utilisée dans les appareils à très grande sensibilité (galvanomètres à miroir). L'équipage mobile est suspendu à un fil métallique et pour amener le courant on fixe à l'équipage mobile un ruban très fin et souple (le plus souvent en

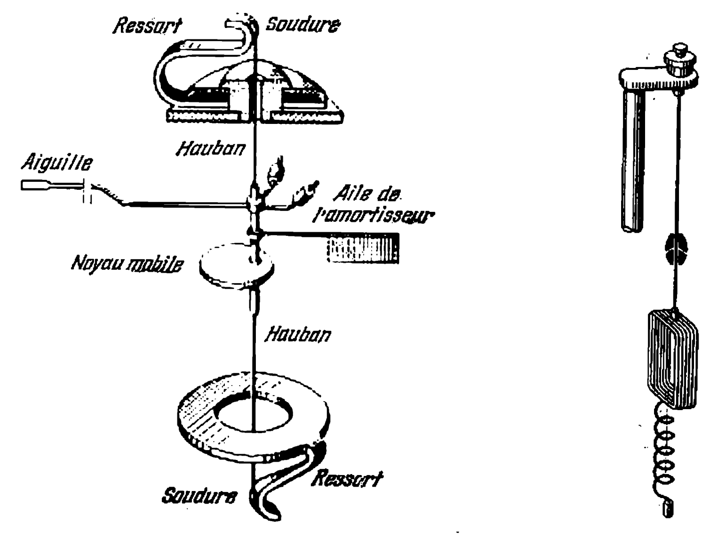


Fig. 12-3. Montage de l'équipage mobile d'un mécanisme électromagnétique avec haubans

Fig. 12-4. Suspension de l'équipage mobile sur un fil

argent) dit « spirale sans couple ». Les appareils à équipage mobile suspendu doivent être mis de niveau. Dans la plupart des cas ces appareils sont munis d'un indicateur lumineux, c'est-à-dire que l'aiguille est remplacée par un rayon lumineux provenant d'une source spéciale. Ce rayon réfléchi par un petit miroir fixé sur l'équipage mobile forme un spot sur l'échelle. Etant donné que l'échelle est placée à la distance d'un mètre du miroir, l'indicateur lumineux est équivalent à une aiguille longue d'un mètre. Pour cette raison à un faible déplacement de l'équipage mobile correspond un déplacement notable de l'indicateur lumineux sur l'échelle.

A l'heure actuelle l'indicateur lumineux est utilisé pour augmenter aussi la sensibilité des appareils portatifs dans lesquels l'équipage mobile est monté avec haubans ou sur pivots. A l'intérieur de l'appareil (fig. 12-5) on a placé une lampe *1* dont le rayon lumineux, après avoir été réfléchi par le miroir *3* se trouvant sur l'équipage

mobile, est réfléchi successivement par plusieurs miroirs fixes *4* avant d'arriver sur l'échelle *5*. De cette façon la longueur du rayon est augmentée artificiellement et aussi la sensibilité de l'appareil est accrue. Cela permet dans de nombreux cas de remplacer le galvanomètre à miroir avec équipage mobile suspendu, source de lumière et échelle séparées (un tel appareil demande une installation fixe très soigneuse), par un appareil portatif avec indicateur lumineux.

Le *couple résistant*, qui croît avec l'angle de déviation de l'équipage mobile, doit être opposé dans un appareil indicateur au couple moteur, afin que le déplacement de l'équipage mobile soit une fonction univoque de la grandeur mesurée. Dans la plupart des cas il

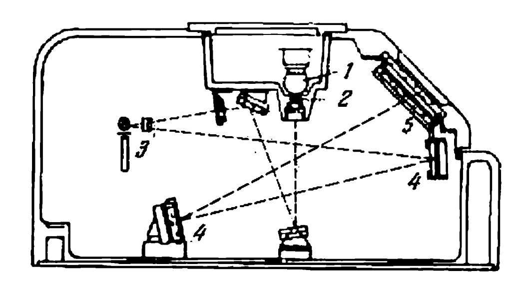


Fig. 12-5. Schéma d'un appareil à indicateur lumineux:
1 — lampe; *2* — lentille; *3* — miroir sur l'équipage mobile; *4* — miroirs fixes; *5* — échelle dépolie

est désirable que le couple résistant C_r soit directement proportionnel à la déviation α de l'équipage mobile, c'est-à-dire que C_r soit égal à $k_r\alpha$. Le couple moteur est créé en utilisant l'action d'un courant électrique (par exemple l'action du champ magnétique d'un aimant permanent sur un conducteur parcouru par du courant). Pour une déviation permanente de l'équipage mobile les couples sont équilibrés: $C_m = C_r$. Dans le cas le plus simple lorsque le couple moteur est directement proportionnel au courant $C_m = k_m I$ pour une déviation permanente

$$k_m I = k_r \alpha \quad \text{ou} \quad I = \frac{k_r}{k_m}\alpha,$$

c'est-à-dire que la déviation de l'équipage mobile est directement proportionnelle au courant mesuré. Un appareil qui satisfait à cette condition a une échelle linéaire. Dans la plupart des appareils le couple moteur est lié au courant par une relation plus complexe et pour cette raison l'échelle de ces appareils n'est pas linéaire.

Le couple résistant qui satisfait la condition $C_m = k_r\alpha$ est créé par la torsion d'un ressort, des haubans ou du fil de suspension. Lorsqu'on utilise un ressort *1* (fig. 12-6), une extrémité de celui-ci est fixée à l'axe de l'équipage mobile *2* et l'autre dans la plupart

des appareils au correcteur. Par suite des chocs lors des surcharges, sous l'influence de la température, d'une déformation résiduelle du ressort, etc., l'aiguille d'un appareil non branché peut ne pas se trouver au zéro : le correcteur sert à ramener l'aiguille sur la division zéro. En faisant tourner la vis *4* fixée à l'appareil on peut, à l'aide du toc *3*, déplacer le point de fixation de la deuxième extrémité du ressort *1* et par cela même l'aiguille de l'appareil *5*.

Dans la plupart des appareils le ressort se trouve dans un champ magnétique, et pour que ce dernier n'influe pas sur le fonctionnement du ressort celui-ci est fabriqué en matériau non magnétique, de préférence en bronze phosphoreux.

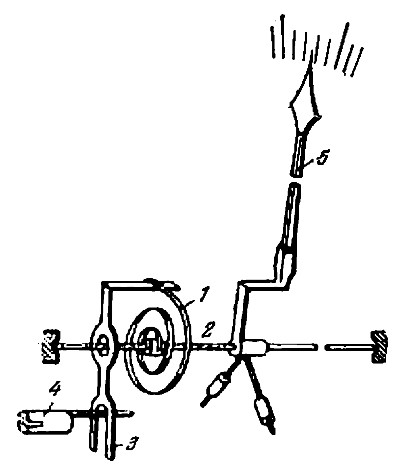


Fig. 12-6. Ressort et correcteur de l'appareil

Le *système d'arrêt* permet d'immobiliser l'équipage mobile de l'appareil lors du transport, ce qui protège les haubans ou le fil de suspension contre la rupture.

L'équipage mobile d'un appareil de mesure électrique doit être équilibré. On assure cet *équilibrage* à l'aide des contre-poids montés sur des tiges fines et fixés à l'équipage mobile (fig. 12-2). Dans un appareil équilibré le centre de gravité de l'équipage mobile coïncide avec son axe de rotation ; on élimine ainsi l'influence de la pesanteur sur la déviation de l'équipage mobile. La déviation permanente est donc provoquée seulement par l'équilibre des couples résistant et moteur. Dans un appareil non équilibré le couple dû à la pesanteur, en fonction de la position de l'appareil, peut augmenter ou diminuer la déviation de l'équipage mobile. Les indications fournies par un appareil équilibré ne dépendent pas des positions de ce dernier, en particulier, le déplacement de l'aiguille depuis le zéro pour un appareil non branché, se trouvant dans une position quelconque, ne doit pas dépasser quelques dixièmes de la valeur d'une division de l'échelle.

Lors de la variation de la grandeur mesurée, l'équipage mobile de l'appareil, par inertie, prend une nouvelle position d'équilibre non pas instantanément mais dans la plupart des cas après des oscillations autour de la nouvelle position d'équilibre. Pour que l'équipage mobile atteigne cette position le plus rapidement possible, les appareils de mesure électriques sont dotés d'*amortisseurs*. Ces derniers sont déstinés à absorber l'énergie cinétique de l'équipage

mobile. Le frottement, comme l'amortissement, absorbe l'énergie cinétique de l'équipage mobile mais les forces d'amortissement tendent vers zéro lorsque la vitesse de l'équipage mobile diminue, tandis que le frottement dans ces conditions augmente même et empêche l'équipage mobile d'occuper la position requise. L'équipage mobile et le ressort forment un système capable d'osciller. En fonction de l'amortissement la déviation de l'équipage mobile peut

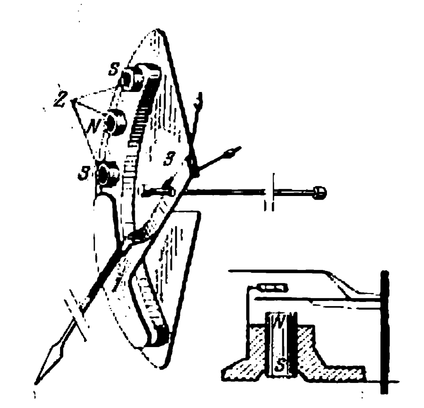
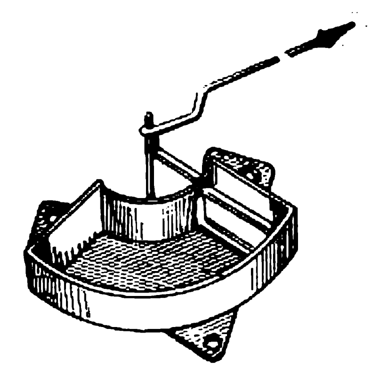



Fig. 12-7. Amortisseur magnéto-inductif


Fig. 12-8. Amortisseur à air

être oscillatoire ou apériodique. Avec un bon système d'amortissement l'équipage mobile doit occuper une nouvelle position d'équilibre après un petit nombre d'oscillations (d'après les normes soviétiques pour la plupart des appareils à aiguille la durée des oscillations ne doit pas dépasser 4 secondes).

A l'heure actuelle on utilise largement des amortisseurs magnéto-inductifs et des amortisseurs à air.

Dans les *amortisseurs magnéto-inductifs* (fig. 12-7) un secteur d'aluminium *1* calé sur l'axe de l'équipage mobile se déplace dans le champ d'aimants permanents *2*. Ces aimants sont fixés sur une plaque d'appui *3*. Lors du déplacement du secteur des courants sont induits dans ce dernier. L'interaction de ces courants avec les aimants permanents crée une force qui d'après la loi de Lenz freine l'équipage mobile. L'emploi de plusieurs petits aimants au lieu d'un grand (utilisé autrefois) augmente $\frac{\partial \Phi}{\partial \alpha}$ le long du chemin parcouru par le secteur, ce qui crée des conditions plus favorables de freinage et par conséquent permet de réduire les dimensions et le poids de l'appareil.

Dans les amortisseurs à air (fig. 12-8) une ailette légère en aluminium, calée sur l'axe de l'équipage mobile, se déplace dans une

chambre fermée. Une différence de pression est alors créée de chaque côté de l'ailette, ce qui freine le mouvement de l'équipage mobile. Les amortisseurs à air sont moins efficaces que ceux magnéto-inductifs mais on est obligé de les employer lorsque la présence d'aimants permanents à l'intérieur de l'appareil peut devenir la cause de nouvelles erreurs.

Dans de nombreuses mesures il faut tenir compte de la *consommation propre* des appareils, c'est-à-dire de la consommation de l'énergie électrique par l'appareil même au travail. Le branchement d'un appareil de mesure dans un circuit électrique à mesurer change à un certain degré ses conditions électriques. Lorsqu'il s'agit d'un circuit de faible puissance cela peut déformer considérablement le résultat de mesures. En plus, la consommation propre peut provoquer l'échauffement de l'appareil, ce qui peut influer sur ses indications. Il est désirable que la consommation propre d'un appareil de mesure électrique soit minimum. Pour cette raison la résistance d'un voltmètre et des circuits parallèles d'un wattmètre et d'un compteur doit être aussi grande que possible et la résistance d'un ampèremètre et des circuits série d'un wattmètre et d'un compteur doit être aussi réduite que possible. La consommation propre d'un appareil dépend de son système et du calibre de mesure. Pour des voltmètres et des ampèremètres elle est comprise entre 0,1 et 15 W.

12-5. Shunts et résistances additionnelles

Les appareils servant à mesurer l'intensité du courant (ampèremètres) et la tension (voltmètres) sont construits dans la plupart des cas de façon identique et diffèrent surtout par le mode de branchement dans le circuit, ainsi que par la valeur relative de leur résistance.

Un ampèremètre doit être branché en série avec le récepteur dont on veut mesurer le courant (fig. 12-9) afin que tout le courant du récepteur passe par l'ampèremètre. De plus, pour que l'ampèremètre ne provoque pas de chute de tension sensible sa résistance doit être aussi réduite que possible.

Un voltmètre, au contraire, doit avoir une grande résistance et doit être branché directement aux points (fig. 12-10) dont il mesure la différence de potentiel. On peut utiliser en qualité de voltmètre un ampèremètre sensible branché en série avec une grande résistance additionnelle. Lors du changement de la tension aux bornes d'un tel circuit, le courant absorbé par ce dernier changera proportionnellement et l'indication de l'appareil sera proportionnelle à la tension entre les points du circuit auxquels il est connecté. Un voltmètre à faible résistance propre consommerait un fort courant en chargeant ainsi inutilement la source d'énergie et les fils de connexion.

A l'aide des résistances branchées de façon différente on peut étendre le calibre de mesure d'un voltmètre et d'un ampèremètre. Une telle résistance est branchée en série avec le voltmètre (fig. 12-11)

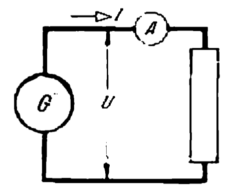


Fig. 12-9. Schéma de connexion d'un ampèremètre

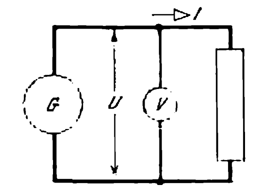


Fig. 12-10. Schéma de connexion d'un voltmètre

et est appelée *résistance additionnelle*. Aux bornes même de l'appareil on note seulement une partie de la tension U, U_v, qui est proportionnelle à la résistance de l'appareil.

La valeur de R_{ad} pour un appareil donné est déterminée à partir des valeurs nominales de la tension à mesurer U, du courant I_v et de la résistance R_v de l'appareil de la façon suivante :

$$\frac{U}{I_v R_v} = \frac{R_{ad} + R_v}{R_v},$$

donc

$$R_{ad} = \frac{U}{I_v} - R_v.$$

Vu le principe même d'un voltmètre, le courant passant par l'appareil doit être proportionnel à la tension et par suite la résistance du circuit de l'appareil doit être constante dans le temps et ne pas changer lors des variations de la température. Pour cette raison les résistances additionnelles sont faites de fil d'alliages spéciaux à faible coefficient de température. Parmi ces alliages le plus répandu est la *manganine* (Cu 85 %, Mn 12 %, Ni 3 %). Les résistances additionnelles sont fabriquées sous forme de bobines ou de plaques (fig. 12-12).

Les résistances additionnelles pour les appareils à courant alternatif doivent être pratiquement sans réactance. On y arrive en enroulant le fil de la résistance additionnelle en une seule couche sur une plaque isolante. Avec un tel enroulement l'inductance et la capacité de la résistance additionnelle sont très faibles. L'inductance est réduite parce que chaque spire de l'enroulement forme un système bifilaire, et la capacité est minime parce que les conducteurs entre lesquels est appliquée la tension totale se trouvent aux bords opposés de la plaque.

Le même voltmètre doté de plusieurs résistances additionnelles peut mesurer des tensions de différentes valeurs.

Au cas où il est difficile ou pas rationnel de faire passer par l'ampèremètre tout le courant mesuré, on branche en parallèle avec l'appareil un shunt par lequel passe la plus grande partie du

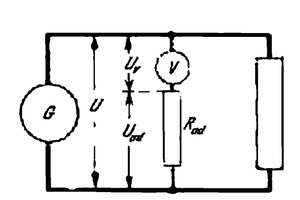


Fig. 12-11. Branchement d'un voltmètre avec résistance additionnelle

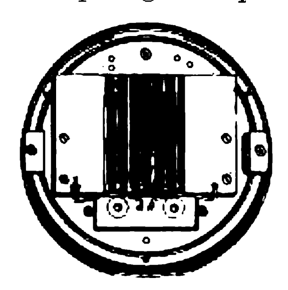


Fig. 12-12. Résistance additionnelle bobinée sur une plaque isolante et placée sous le socle d'un appareil de tableau

courant à mesurer (fig. 12-13). Le shunt représente une résistance d'une certaine valeur connue.

Les courants sont répartis entre le shunt et l'ampèremètre de façon inversement proportionnelle aux résistances des branches correspondantes :

$$\frac{I_{sh}}{I_a} = \frac{R_a}{R_{sh}},$$

et puisque le courant mesuré

$$I = I_{sh} + I_a,$$

on a

$$I = I_a \left(1 + \frac{R_a}{R_{sh}}\right) = I_a k_{sh},$$

où k_{sh} est le coefficient du shunt ; aux cas où le shunt est interchangeable (dans les appareils portatifs) on prend k_{sh} égal à 10, 100 ou 1 000 pour faciliter le calcul de I d'après la mesure de I_a.

Pour que la mesure soit précise il faut que k_{sh} soit constant. On y arrive par le branchement judicieux du shunt avec l'appareil et par l'indépendance de k_{sh} vis-à-vis des conditions extérieures.

La résistance du shunt R_{sh} est une grandeur relativement petite de l'ordre de 10^{-2} à 10^{-4} ohm ; par rapport à cette grandeur les résistances des contacts et les résistances des fils et des pièces de connexion prennent une importance considérable. Pour cette raison les shunts, comme toutes les résistances étalons de faible valeur, sont dotés de 4 bornes (fig. 12-14) dont deux bornes m (de courant) sont utilisées pour brancher le shunt dans le circuit du courant à mesurer

et deux autres bornes *n* (de potentiel) sont employées pour connecter l'appareil.

Parmi les facteurs extérieurs le plus important est l'influence de la température sur k_{sh} ; afin de l'éliminer on fabrique les shunts en manganine.

Mais la bobine de l'appareil de mesure est en fil de cuivre possédant un coefficient de température élevé. Pour cette raison, pour rendre la résistance de la branche de l'appareil de mesure suffisamment constante on branche en série avec cette bobine une résistance

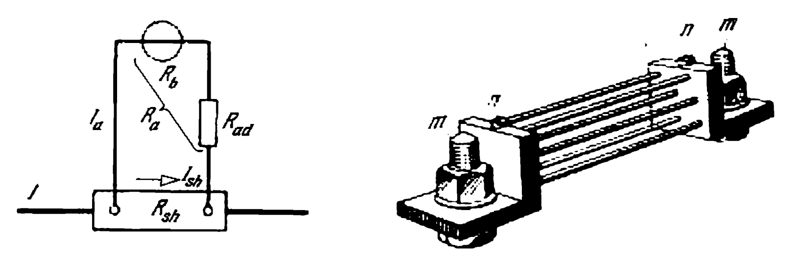


Fig. 12-13. Schéma de branchement d'un shunt

Fig. 12-14. Shunt

additionnelle R_{ad} en fil de manganine. De cette façon, la résistance de la branche de l'appareil de mesure $R_a = R_b + R_{ad}$ et la résistance de la bobine R_b doit être de beaucoup inférieure à la résistance additionnelle pour que l'on puisse considérer R_a comme indépendante de la température. Dans les ampèremètres de classes de précision supérieures on utilise des dispositifs spéciaux pour compenser l'influence de la température.

12-6. Systèmes des mécanismes employés en mesures électriques

Un appareil de mesure électrique à lecture directe comprend un mécanisme de mesure et un circuit de mesure.

Le *mécanisme de mesure*, utilisant tel ou autre phénomène physique, transforme l'énergie électrique amenée en énergie mécanique de déplacement de l'équipage mobile et de l'aiguille solidaire de ce dernier.

Le *circuit de mesure* transforme la grandeur électrique mesurée en une grandeur qui lui est proportionnelle et qui agit directement sur le mécanisme de mesure. Ainsi dans un voltmètre, le circuit de mesure comprend une résistance additionnelle et une bobine du mécanisme de mesure. Grâce à la constance de la résistance de ce circuit de mesure le courant qui passe à travers le mécanisme de mesure du voltmètre est proportionnel à la tension mesurée. Le

même mécanisme de mesure combiné avec différents circuits de mesure peut servir pour mesurer la tension (en utilisant une résistance additionnelle), le courant (en utilisant un shunt) ou la résistance (d'après un schéma d'un ohmmètre).

Les appareils de mesure électriques sont classés en différents systèmes selon le phénomène physique de mesure utilisé dans ces appareils (généralement pour obtenir le couple moteur). Les systèmes les plus employés sont les systèmes magnéto-électrique, électromagnétique, à induction, électrodynamique et ferrodynamique. Les mécanismes de mesure magnéto-électriques ne conviennent que pour le courant continu et pour cette raison, afin de mesurer le courant alternatif, on les branche sur différents convertisseurs (redresseurs, piles thermo-électriques, lampes électroniques) qui transforment le courant alternatif à mesurer en courant continu proportionnel à ce dernier. La présence de convertisseurs change considérablement les propriétés de l'appareil dans son ensemble et pour cette raison ces appareils sont classés comme appartenant aux systèmes spéciaux : à redresseur, thermo-électrique et électronique.

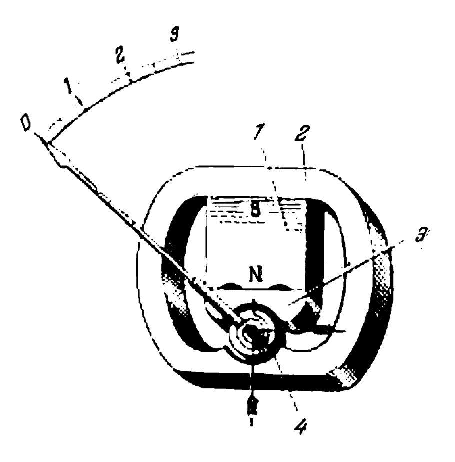


Fig. 12-15. Mécanisme de mesure magnéto-électrique à cadre mobile : *1* — aimant ; *2* et *3* — circuit magnétique ; *4* — cadre mobile

Dans les *appareils magnéto-électriques* le couple moteur est dû à l'interaction du champ d'un aimant permanent avec le courant parcourant une bobine, c'est-à-dire qu'on utilise l'énergie du champ magnétique d'un système comprenant un aimant permanent et un circuit parcouru par un courant. Deux principaux types d'appareils magnéto-électriques sont utilisés : appareils à cadre mobile et appareils à aimant mobile.

Dans un *appareil à cadre mobile* (fig. 12-15) ce dernier est monté avec des supports (ou avec des haubans) dans l'entrefer d'un circuit magnétique d'un aimant permanent NS. Le courant est amené dans le cadre mobile par deux ressorts ou haubans qui en même temps servent à créer le couple antagoniste. Dans les appareils modernes l'aimant permanent est fabriqué en alliages hautement coercitifs qui comprennent de l'aluminium, du nickel, du cobalt, du cuivre, du silicium et du fer (alnie, alnico, alnisi, magnico, etc., voir § 4-5). Cela permet d'obtenir dans l'entrefer de l'appareil une induction

magnétique de l'ordre de 0,2 à 0,3 T ou Wb/m² (2 000 à 3 000 Gs). Mais étant donné leur grande dureté de tels aimants ne peuvent pas être usinés à l'aide d'un outil de coupe. On est obligé de les couler en parallélépipèdes ou cylindres et diriger leur flux magnétique à l'aide d'un circuit magnétique en matériau à faible force coercitive, facile à usiner. Les pièces polaires de ce circuit magnétique embrassent un noyau cylindrique fait également en cette matière. Dans l'entrefer, entre les pièces polaires et le noyau, le long de presque tout l'angle embrassé par les pièces polaires, est créé un champ magnétique radial pratiquement uniforme.

L'angle formé par l'induction magnétique B dans l'entrefer et la partie active des conducteurs du cadre mobile est de 90° ; de cette façon sur chaque conducteur agit une force électromagnétique (voir § 5-1) égale à

$$F = BIl, \tag{12-4}$$

où l est la longueur active du conducteur égale environ à la hauteur de la bobine h. La bobine a n spires et un diamètre d, et de cette façon le couple moteur agissant sur l'équipage mobile de l'appareil magnéto-électrique sera :

$$C_m = BIh\,2n\frac{d}{2} \tag{12-5}$$

ou en désignant la surface de la bobine par $S = hd$ on obtient

$$C_m = BISn, \tag{12-6}$$

c'est-à-dire que le couple moteur est proportionnel à l'induction et au courant.

Dans l'étroit entrefer de l'appareil l'induction est répartie presque uniformément. On peut donc considérer le couple moteur d'un appareil magnéto-électrique comme proportionnel au courant $C_m = k_m I$ et puisque le couple antagoniste créé par des ressorts spiraux est proportionnel à l'angle de torsion $C_a = k_r\alpha$, l'angle de rotation de la bobine est proportionnel au courant mesuré :

$$\frac{k_r}{k_m}\alpha = C_a\alpha = I, \tag{12-7}$$

où C_a est la constante de l'appareil (valeur d'une division), c'est-à-dire le nombre par lequel il faut multiplier le chiffre lu exprimé en degrés angulaires de l'échelle ou en divisions, pour obtenir la valeur de la grandeur mesurée.

Le sens du couple moteur de l'appareil est déterminé d'après la règle de la main gauche. Lorsque le courant change de sens le couple moteur change également de sens. Pour cette raison en courant alternatif de fréquence industrielle, puisque l'équipage mobile de l'appareil est soumis à des impulsions de sens opposés alternant rapidement, l'aiguille ne quittera pas la position zéro.

La bobine de l'appareil est enroulée sur un cadre en aluminium. Lorsque la bobine tourne dans le champ d'un aimant permanent ce cadre représente une spire court-circuitée. Le flux magnétique embrassé par cette spire change avec mouvement de la bobine. L'interaction du courant induit dans ce cadre avec le champ magnétique crée un couple de freinage. De cette façon dans un appareil magnéto-électrique est réalisé le principe de l'amortissement des oscillations de l'équipage mobile par courant induit dans le cadre.

Etant donné que le champ magnétique de l'appareil est créé par un aimant permanent, on peut obtenir un couple moteur suffisant même avec de faibles intensités du courant. Les appareils magnéto-électriques sont très sensibles et pour cette raison les galvanomètres qui doivent avoir une grande sensibilité sont, dans la plupart des cas, à système magnéto-électrique.

La sensibilité de l'appareil permet aux constructeurs de donner à l'appareil un coefficient de sécurité suffisant en diminuant la densité du courant dans les pièces parcourues par ce dernier et pour cette raison un appareil magnéto-électrique bien construit supporte facilement les surcharges. L'accroissement linéaire du couple de l'appareil avec l'accroissement du courant au lieu de la relation quadratique, propre à la plupart des autres systèmes, contribue également à cela.

Les champs magnétiques extérieurs influent peu sur les indications des appareils magnéto-électriques car ceux-ci ont un champ magnétique assez fort. La consommation de ces appareils est relativement faible.

Les voltmètres magnéto-électriques sont dotés de résistances additionnelles et les ampèremètres pour les courants supérieurs à 0,1 A de shunts. Le remplacement des shunts et des résistances additionnelles permet d'utiliser le même appareil pour mesurer différentes intensités et tensions.

Les appareils de ce système sont utilisés en laboratoire et pour des mesures industrielles en courant continu.

Les *appareils* magnéto-électriques *à aimant mobile* (fig. 12-16) de construction moderne n'ont pas de ressort. Celui-ci est remplacé par la force directrice d'un aimant permanent fixe. Ces appareils sont de construction simple et bon marché, mais la précision n'est pas bien grande par suite de l'influence de l'hystérésis. Ils sont utilisés pour des mesures approchées, par exemple sur les tableaux de bord des automobiles.

L'utilisation des convertisseurs permet de profiter de plusieurs avantages d'un mécanisme magnéto-électrique pour mesurer le courant alternatif. Malheureusement les défauts métrologiques des convertisseurs mêmes, surtout la variation des paramètres, diminuent considérablement la précision des appareils de tous les systèmes for-

més par combinaison d'un mécanisme magnéto-électrique avec un convertisseur.

Dans les *appareils à redresseur*, le mécanisme de mesure magnéto-électrique est connecté à une ou plusieurs soupapes à semi-conducteurs (voir §§ 10-8 et 10-9) à l'oxyde de cuivre ou au germanium; on utilise à cette fin des montages de redressement d'une ou de deux alternances (fig. 12-17). Par le mécanisme de mesure magnéto-électrique de l'appareil passe un courant pulsatoire et puisque l'équipage mobile de l'appareil possède une forte inertie sa déviation est déterminée par la valeur moyenne du couple moteur pendant une période. En particulier, lors du redressement de deux alternances on a

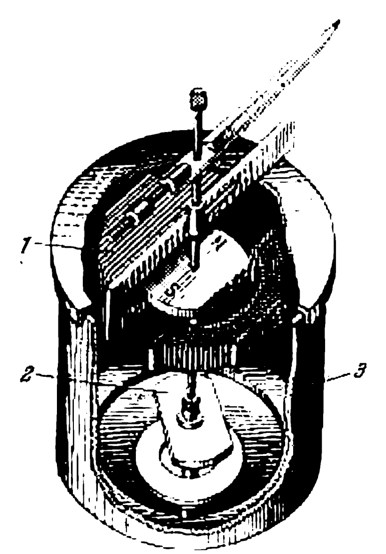


Fig. 12-16. Mécanisme de mesure magnéto-électrique à aimant mobile:
N — S — aimant mobile; 1 — bobine déflectrice; 2 — aimant fixe; 3 — écran ferromagnétique

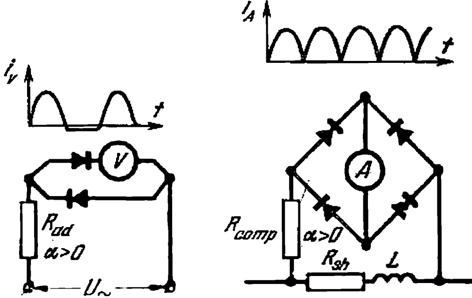


Fig. 12-17. Schéma d'un voltmètre avec redresseur d'une alternance et schéma d'un ampèremètre avec redresseur des deux alternances

$$C_m = \frac{1}{T}\int_0^T nSBi\,dt = nSB\frac{1}{T}\int_0^T i\,dt = nSBI_{moy}.$$

De cette façon un appareil à redresseur mesure pratiquement la valeur moyenne du courant I_{moy} (11-3) mais est étalonné pour des valeurs efficaces. Un tel étalonnage n'est valable que pour un courant sinusoïdal, un courant d'une autre forme provoquerait des erreurs d'indications. Le coefficient de température de la résistance directe et de la résistance inverse d'un redresseur à semi-conducteur est négatif et relativement grand. Pour réduire l'influence de la température on introduit dans le schéma du redresseur des résistances de compensation à coefficient de température positif (fig. 12-17).

L'échelle d'un appareil à redresseur est linéaire sauf la partie initiale serrée (moins de 10 % de l'échelle) qui est quadratique par suite du fait que le redressement est moins bon aux basses tensions. La précision de ces appareils n'est pas très grande et ne dépasse pas la classe 1,5 par suite de nombreuses sources d'erreurs. Les principaux avantages des appareils à redresseur sont : une haute sensibilité, une faible consommation et dans une certaine mesure une faible dépendance des indications de la fréquence du courant alternatif. Pour des fréquences supérieures à 20 kHz on n'emploie pas des appareils à redresseur par suite des erreurs importantes dues à la capacité de shuntage considérable des diodes à semi-conducteur (voir § 17-18).

Dans un appareil à redresseur il est facile de changer le calibre de mesure par une simple commutation des shunts et des résistances additionnelles, ce qui est difficilement réalisable pour les appareils à courant alternatif des autres systèmes de mesure. Pour cette raison les appareils à redresseur sont souvent utilisés comme appareils universels à calibres multiples ; par exemple par commutation des shunts et des résistances additionnelles le même appareil (fig. 12-18) peut avoir 12 plages de mesure en courant alternatif et 12 plages de mesure en courant continu (les soupapes étant débranchées).

Les dimensions des soupapes à semi-conducteur sont très réduites et grâce à cela ces diodes sont facilement placées à l'intérieur d'un appareil miniature.

Les appareils *à système* de mesure *thermo-électrique* représentent la combinaison d'un mécanisme de mesure magnéto-électrique et d'un convertisseur (fig. 12-19). Ce dernier comprend généralement un ou plusieurs couples thermo-électriques et un élément chauffant par lequel passe le courant alternatif à mesurer. On peut considérer la force électromotrice d'un couple comme proportionnelle à la différence de températures entre la soudure « chaude » et la soudure « froide » du couple, c'est-à-dire à l'échauffement θ du couple. L'échauffement θ est proportionnel (grâce à l'inertie thermique) au carré de la valeur efficace du courant alternatif et pour cette raison le couple moteur qui agit sur l'équipage mobile du mécanisme de mesure $C_{\mathrm{m}} \equiv I^2$, et l'échelle de l'appareil est donc quadratique. Par suite du rendement très faible du convertisseur thermique, les appareils thermo-électriques sont peu sensibles, leur consommation est grande et lors d'une surcharge dépassant 50 pour cent ils se détériorent. Le domaine dans lequel ils sont presque irremplaçables est celui de mesures des courants de haute fréquence (ne dépassant pas 5 MHz).

Dans les *appareils électromagnétiques*, le couple moteur est obtenu par l'action du champ magnétique créé par le courant mesuré traversant la bobine fixe de l'appareil sur un noyau ferromagné-

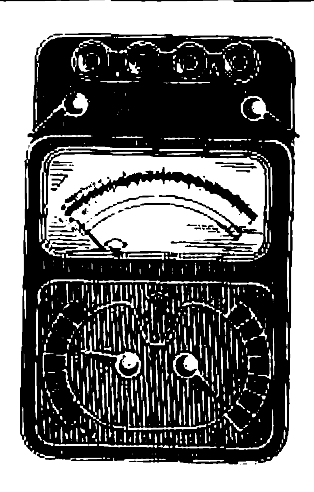


Fig. 12-18. Ampèrevoltmètre à redresseur à plusieurs calibres

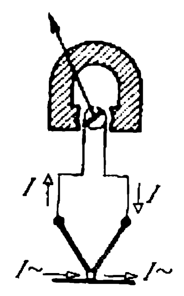


Fig. 12-19. Schéma d'un appareil thermo-électrique avec thermocouple

tique mobile. Les forces mécaniques engendrées dans un tel dispositif tendent à placer le noyau de façon que le flux magnétique soit maximum (voir § 5-6), autrement dit que l'énergie du champ magnétique du dispositif soit aussi grande que possible. A l'heure actuelle on utilise largement deux sortes d'appareils électromagnétiques: appareils à bobine circulaire et appareils à bobine plate.

Dans un *appareil à bobine plate* (fig. 12-20) le noyau mobile *1* est avalé par la bobine *2* traversée par le courant à mesurer. Le noyau fixe *3* sert à renforcer le champ magnétique et à régler le couple moteur. Pour protéger l'appareil de mesure contre l'influence des champs magnétiques extérieurs celui-ci est mis sous un écran (sur la fig. 12-20 la paroi supérieure de l'écran est enlevée).

Dans un *appareil à bobine circulaire* (fig. 12-21) à l'intérieur de la bobine se trouvent deux noyaux, dont un mobile *1* et un autre fixe *2*. Lorsque la bobine *4* est parcourue par le courant les deux noyaux sont aimantés et la répulsion de leurs pôles de même nom crée un couple moteur. Dans l'appareil indiqué sur la figure l'écran ferromagnétique *3* est placé directement sur la bobine.

Le couple moteur des appareils de ce système est déterminé par la variation de l'énergie magnétique $W=\frac{LI^2}{2}$ lors d'une déviation de l'équipage mobile (§ 5-6), c'est-à-dire

$$C_m=\frac{\partial W_{mag}}{\partial \alpha}=\frac{I^2}{2}\cdot\frac{\partial L}{\partial \alpha}. \qquad (12\text{-}8)$$

Le couple est donc proportionnel au carré de l'intensité du courant et à la variation de l'inductance du système lors de la rotation de l'équipage mobile. Cette dernière relation ne peut pas être calculée de façon précise et on peut la changer en choisissant convenablement la forme du noyau de fer, sa position dans la bobine, etc. Cela permet d'obtenir par tâtonnements une régularité relative de l'échelle de l'appareil dans la plus grande partie de celle-ci, sauf les divisions initiales ($^1/_5$ à $^1/_{10}$ de l'échelle) qui restent très serrées. Lorsque le sens du courant change, le sens du couple dans l'appareil ne

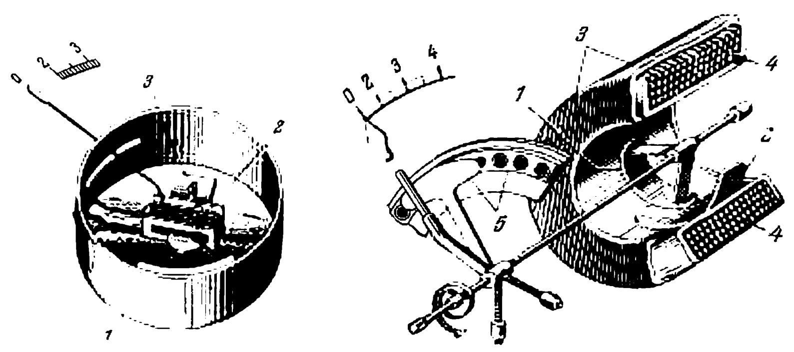


Fig. 12-20. Appareil électromagnétique à bobine plate et équipage mobile avec haubans

Fig. 12-21. Appareil électromagnétique à bobine circulaire

change pas et pour cette raison l'appareil convient également pour les mesures en courant alternatif; cependant, en courant alternatif les indications de l'appareil sont influées par les pertes par l'hystérésis et les courants de Foucault; ces pertes diminuent la déviation de l'appareil. Dans des appareils modernes où on utilise des pièces en acier spécial cette différence est insignifiante, ce qui permet d'utiliser la même échelle pour des mesures en courant alternatif et en courant continu.

La quantité de fer placée dans le champ magnétique de l'appareil est relativement réduite et les lignes d'induction passent surtout dans l'air. Il en résulte que l'appareil de mesure électromagnétique a une faible sensibilité. Il est donc difficile de construire un ampèremètre électromagnétique prévu pour un faible courant (inférieur à 0,5 A) ou un voltmètre prévu pour une faible tension (inférieure à 10 V). La consommation des appareils électromagnétiques est relativement grande et pour les protéger contre l'action des champs magnétiques extérieurs on est obligé de les doter d'écrans ou de mécanismes astatiques. La classe de précision des appareils électromagnétiques ne dépasse généralement pas 1,5, surtout par suite de l'influence de l'hystérésis et des courants de Foucault. L'influence

de l'aimantation rémanente se fait sentir surtout lors des mesures en courant continu. Cependant, on peut réduire considérablement ces erreurs si on fait les noyaux en matière ferromagnétique à faible force coercitive, en particulier en permalloy (voir § 4-2). On munit de tels noyaux les appareils électromagnétiques portatifs pour lesquels on arrive à assurer une classe de précision de 0,5 et même de 0,2 en courant continu et en courant alternatif à des fréquences allant jusqu'à 1 500 Hz.

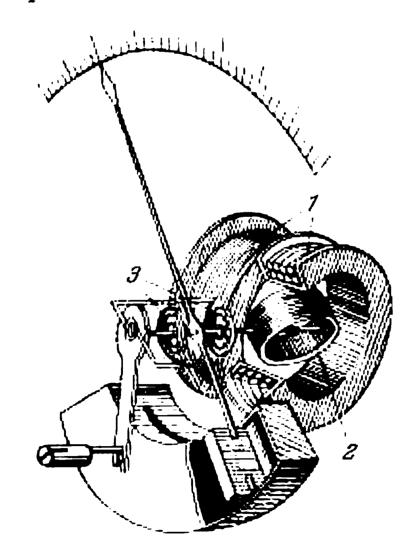


Fig. 12-22. Appareil électrodynamique

La tendance d'utiliser le plus largement possible les appareils électromagnétiques s'explique par des nombreux avantages de ceux-ci. Dans un appareil électromagnétique le courant n'est pas amené dans l'équipage mobile et le constructeur peut construire la bobine fixe avec un fil de cuivre de section suffisant pour supporter les surcharges. Les appareils de ce système lorsqu'ils sont fournis par un bon constructeur supportent facilement les surcharges; en plus, ils sont de construction simple et leur prix est réduit.

Les appareils électromagnétiques sont utilisés surtout pour mesurer les tensions et les courants alternatifs (sauf ceux à haute fréquence). La plupart des ampèremètres et des voltmètres montés dans les installations industrielles sont du type électromagnétique.

Les *appareils électrodynamiques* sont basés sur le principe de l'interaction des conducteurs parcourus par un courant: deux conducteurs parcourus par des courants de même sens s'attirent mutuellement et ils se repoussent lorsqu'ils sont parcourus par des courants de sens inverse. Un appareil de ce système comprend une bobine fixe *1* et une bobine mobile *2* (fig. 12-22). Le courant est amené dans la bobine mobile par des ressorts spiraux *3* qui créent en même temps un couple antagoniste. La bobine mobile de l'appareil tend à se placer de façon que la direction de son champ magnétique coïncide avec celle du champ de la bobine fixe. Le couple moteur de l'appareil peut être déterminé par la variation de l'énergie du champ magnétique commun des bobines (§ 5-6):

$$W_{\text{mag}} = M_{1\,2} I_1 I_2,$$

où M_{12} est l'inductance mutuelle des bobines; I_1 et I_2 sont les courants qui parcourent respectivement la bobine fixe et la bobine mobile.

On a donc

$$C_{\text{m}} = \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \alpha} = I_1 I_2 \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha}. \qquad (12\text{-}9)$$

Le couple moteur de l'appareil est donc proportionnel au produit des courants dans les bobines et à la variation de l'inductance mutuelle des bobines en fonction de la rotation d'une bobine par rapport à l'autre. Il est difficile d'exprimer cette relation par des termes mathématiques mais pratiquement on peut agir sur elle en faisant varier la forme des bobines, leur position initiale, etc.

Le champ magnétique de l'appareil est créé dans l'air, donc il est relativement faible; pour obtenir un couple moteur suffisant il faut que la bobine fixe et celle mobile possèdent un grand nombre de spires. Il en résulte que la consommation de l'appareil est relativement grande. La faible intensité du champ est la cause de la sensibilité réduite de l'appareil et de la grande influence des phénomènes magnétiques extérieurs sur les indications. Par suite de l'absence de fer et de la nécessité d'amener le courant dans l'équipage mobile, le constructeur ne peut pas rendre l'appareil résistant aux surcharges. Les appareils électrodynamiques (surtout les ampèremètres) supportent très mal les surcharges. Enfin la fabrication de l'appareil est relativement compliquée, ce qui influe sur son prix.

Lorsque le sens du courant change simultanément dans les deux bobines de l'appareil le sens du couple moteur reste le même, donc l'appareil convient aux courants continu et alternatif, l'échelle étant la même pour les deux sortes de courant. Grâce à l'absence des pièces en fer l'appareil peut être très précis.

Les appareils électrodynamiques sont utilisés en laboratoire pour la mesure des courants alternatifs et surtout pour la mesure de la puissance. Dans la plupart des cas les wattmètres portatifs sont électrodynamiques.

Les principaux défauts des appareils électrodynamiques sont la forte influence des champs extérieurs et la faiblesse du couple moteur; ils peuvent être éliminés par l'introduction du fer dans le champ magnétique de l'appareil. Les appareils électrodynamiques à circuit magnétique en fer sont appelés *appareils ferrodynamiques* (fig. 12-23). Mais l'utilisation du fer diminue la précision des appareils par suite de l'influence de l'hystérésis et des courants de Foucault; la construction de l'appareil devient aussi plus compliquée. Pour ces raisons les appareils ferrodynamiques sont peu employés pour des mesures de précision. Ils sont utilisés surtout comme appareils enregistreurs et comme wattmètres de tableau; ces derniers n'ont pas les défauts

des wattmètres électrodynamiques et sont beaucoup plus précis que les wattmètres à induction.

Dans les *appareils à induction* (fig. 12-24) le couple moteur est créé par l'interaction des courants induits dans l'équipage mobile de l'appareil *1* et des flux magnétiques des électro-aimants fixes *2* et *3*.

Le champ tournant résultant de l'appareil est créé par deux ou plusieurs flux magnétiques alternatifs déphasés dans le temps et décalés dans l'espace. Le champ tournant induit des courants de

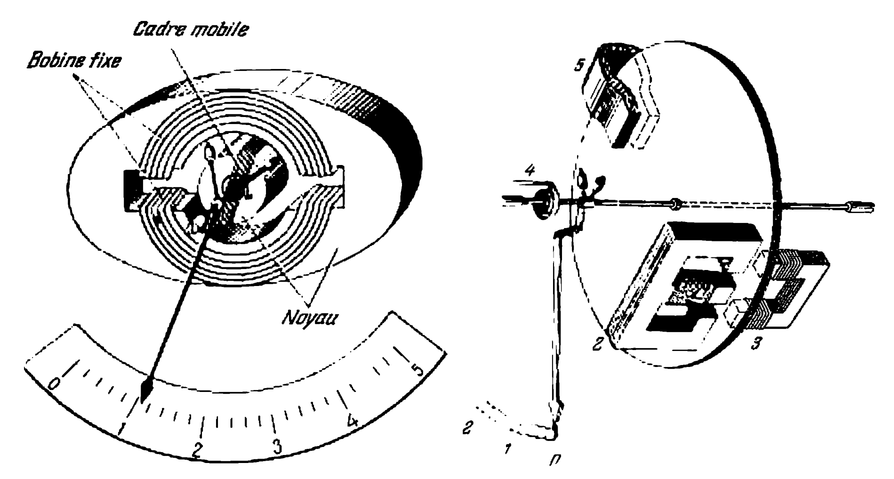


Fig. 12-23. Wattmètre ferrodynamique

Fig. 12-24. Wattmètre d'induction à disque mobile

Foucault dans le disque métallique. L'interaction des courants de Foucault avec le champ tournant crée un couple moteur agissant sur l'équipage mobile de l'appareil. Le couple antagoniste est créé par un ressort en spirale *4*.

On utilise comme amortisseur un aimant permanent *5* (amortissement magnéto-inductif) dans le champ duquel se déplace le disque de l'appareil.

Dans les appareils à induction à champ tournant le couple moteur est créé par l'interaction d'un flux magnétique alternatif et du courant induit par un autre flux alternatif de l'appareil ; ici l'écran n'est pas repoussé du champ alternatif (effet de répulsion) car lorsque l'écran est traversé par le flux magnétique total et est situé symétriquement par rapport au champ magnétique la force résultante est nulle (fig. 12-25).

Considérons un système à induction dans lequel deux flux magnétiques alternatifs Φ_1 et Φ_2 traversent une plaque métallique et

y induisent des courants (fig. 12-26). Ces deux flux varient dans le temps de façon sinusoïdale avec un angle de déphasage relatif ψ, donc

$$\Phi_1 = \Phi_{1M} \sin \omega t; \qquad \Phi_2 = \Phi_{2M} \sin (\omega t - \psi).$$

Chacun de ces flux induit dans le disque une force électromotrice qui retarde sur ce flux d'un quart de période. On peut écrire

$$e_1 = -\frac{d\Phi_1}{dt} = -\Phi_{1M}\,\omega \cos \omega t; \qquad e_2 = -\frac{d\Phi_2}{dt} = -\Phi_{2M}\omega \cos (\omega t - \psi).$$

Sous l'action de ces forces électromotrices, des courants naîtront dans le disque. Dans les limites de certains anneaux identiques considérés comme isolés dans le disque le long des lignes de courants,

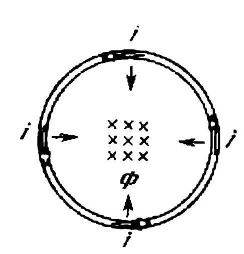


Fig. 12-25. Interaction du flux magnétique et du courant induit par lui dans la plaque

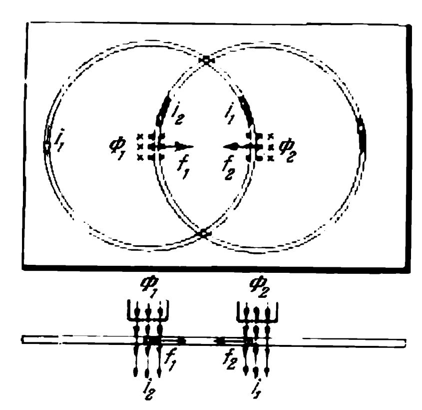


Fig. 12-26. Interaction de deux flux magnétiques alternatifs et des courants induits par eux dans l'équipage mobile de l'appareil

ces courants peuvent être considérés comme inversement proportionnels à la résistance R_d de ces anneaux. On peut négliger la réactance des anneaux pour une fréquence industrielle de 50 Hz. Donc les courants seront :

$$i_1 = -\frac{\Phi_{1M}\omega}{R_d} \cos \omega t; \qquad i_2 = -\frac{\Phi_{2M}\omega}{R_d} \cos (\omega t - \psi).$$

L'interaction de chacun des flux qui traversent le disque et du courant induit par l'autre flux crée une force qui agit sur le disque ; dans le système présenté sur la fig. 12-26 agiront donc deux forces :

$$f_1 = c_1\Phi_2 i_1 \quad \text{et} \quad f_2 = c_2\Phi_1 i_2,$$

où c_1 et c_2 sont des coefficients qui dépendent des dimensions géométriques du système. La direction de ces forces dépendra de la phase

du flux et du courant, c'est-à-dire du déphasage entre les flux. Lorsque les directions des deux flux et des deux courants sont les mêmes ces forces seront de sens opposés. Il est facile de s'en convaincre en utilisant la règle de la main gauche. La force résultante sera donc:

$$f = f_1 - f_2.$$

Dans un appareil à mouvement rotatif cette force crée un couple moteur égal au produit de la force F par son bras r. En intégrant on trouve la valeur moyenne de ce couple pendant une période:

$$C_{\mathrm{m}} = \frac{1}{T}\int_0^T fr\,dt = \frac{1}{T}\frac{\omega r}{R_{\mathrm{d}}}\Phi_{1\mathrm{M}}\Phi_{2\mathrm{M}} \times$$

$$\times \left[-c_1 \int_0^T \sin(\omega t - \psi)\cos\omega t\,dt + c_2 \int_0^T \sin\omega t \cos(\omega t - \psi)\,dt \right].$$

En transformant cette expression nous utiliserons le fait que

$$\int_0^T \sin\omega t \cos\omega t\,dt = \int_0^T \frac{\sin 2\omega t}{2}\,dt = 0,$$

$$\int_0^T \cos^2\omega t\,dt = \int_0^T \frac{1+\cos 2\omega t}{2}\,dt = \frac{T}{2}$$

et

$$\int_0^T \sin^2\omega t\,dt = \int_0^T \frac{1-\cos 2\omega t}{2}\,dt = \frac{T}{2},$$

donc l'expression du couple moteur prendra la forme suivante:

$$C_{\mathrm{m}} = \frac{\omega r}{R_{\mathrm{d}}}\Phi_{1\mathrm{M}}\Phi_{2\mathrm{M}}\sin\psi\,\frac{c_1+c_2}{2}.$$

La résistance R_{d} du circuit des courants induits est inversement proportionnelle à l'épaisseur du disque b et à la conductivité γ, c'est-à-dire

$$R_{\mathrm{d}} = \frac{c_{\mathrm{d}}}{b\gamma}.$$

En désignant maintenant dans l'expression du couple moteur les grandeurs constantes

$$r\pi\frac{c_1+c_2}{c_{\mathrm{d}}} = k_{\mathrm{m}}$$

on obtient

$$C_{\mathrm{m}} = k_{\mathrm{m}} f\gamma b \Phi_{1\mathrm{M}}\Phi_{2\mathrm{M}}\sin\psi. \qquad (12\text{-}10)$$

Le couple moteur d'un appareil à induction est proportionnel au produit des flux par le sinus de l'angle de déphasage entre ces flux. La valeur maximale de ce couple s'obtient pour ψ égal à 90°.

Un appareil à induction peut être construit sous forme d'un voltmètre, d'un ampèremètre ou d'un wattmètre. Dans un voltmètre et dans un ampèremètre les bobines sont couplées en parallèle et la condition $\psi = 90°$ dans le circuit de l'une des bobines sera satisfaite par l'emploi d'un schéma spécial comprenant des résistances pures et des réactances.

Dans le circuit d'un *wattmètre à induction* une bobine est en série et l'autre en parallèle. Il en résulte que le flux d'une bobine est proportionnel au courant I et le flux de l'autre bobine est proportionnel à la tension U.

L'équation du couple moteur d'un appareil à induction comprend la fréquence f du courant alternatif et la conductivité γ du métal du disque. Le couple moteur est proportionnel à la fréquence f et pour cette raison un appareil à induction ne convient que pour le courant alternatif d'une fréquence bien déterminée. La diminution de la conductivité γ du disque par suite de l'échauffement dû aux courants de Foucault réduit ces courants et en même temps le couple moteur (4 % pour tous les 10 °C). L'influence de la température sur les indications est un défaut important du système à induction, qui rend les appareils à induction insuffisamment précis même pour des mesures industrielles *. D'autre part, il faut noter plusieurs avantages de ce système grâce à l'emploi des noyaux de fer; comme ces appareils ont un grand couple moteur, ils ne sont pas influencés par les champs magnétiques extérieurs et de plus, vu que le courant n'est pas amené dans l'équipage mobile, ils résistent bien aux surcharges.

Les appareils à induction ne sont pas munis de shunts pour la même raison que les appareils électromagnétiques.

Dans les appareils à aiguille le système à induction n'est utilisé actuellement que dans les wattmètres industriels mais, d'autre part, tous les compteurs modernes à courant alternatif sont dotés d'un système à induction.

Les *appareils électrostatiques* utilisent les propriétés d'attraction et de répulsion des masses métalliques chargées. Dans un voltmètre électrostatique (fig. 12-27) on utilise un système de plaques mobiles *1* calées sur un axe commun et un système de plaques fixes *2*. La source du courant dont il faut mesurer la tension est connectée par un de ses pôles à l'équipage mobile et par l'autre aux plaques fixes. Les plaques de l'appareil constituent un condensateur dont la capacité

---

* En U.R.S.S. les wattmètres à induction ne sont plus fabriqués.

C change lors du déplacement de l'équipage mobile; les forces d'attraction électrostatique tendent à augmenter l'énergie $W_{\text{él}}$ du champ électrique de l'appareil et créent un couple moteur égal à

$$C_m = \frac{\partial W_{\text{él}}}{\partial \alpha} = \frac{U^2}{2} \frac{\partial C}{\partial \alpha}, \qquad (12\text{-}11)$$

où U est la tension mesurée;
α l'angle de déviation.

Le couple antagoniste est créé par un ressort.

Le changement du signe de la tension ne change pas le signe du couple moteur et un voltmètre électrostatique convient aussi bien pour la mesure d'une tension continue que pour une tension alternative. Dans certains cas, le fait que l'appareil ne consomme pratiquement pas d'énergie présente un avantage important. Cependant, pour des faibles tensions le couple moteur de l'appareil est très petit, il faut donc augmenter le nombre de plaques et au lieu de monter l'équipage mobile sur pivots on est obligé de le suspendre à un fil.

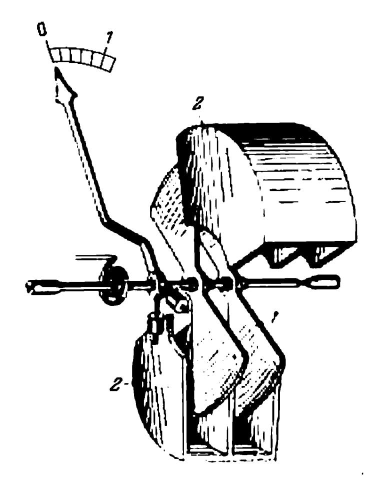


Fig. 12-27. Voltmètre électrostatique

Les voltmètres électrostatiques sont utilisés surtout en laboratoire pour la mesure directe des hautes tensions.

Dans les *appareils thermiques* le déplacement de l'équipage mobile est obtenu par l'allongement d'un fil métallique chauffé par le courant à mesurer.

Ce principe de mesure a comme avantage l'indépendance des indications des appareils vis-à-vis de la fréquence et de la forme de la courbe du courant alternatif. Cependant notons que les appareils thermo-électriques possèdent les mêmes avantages. D'autre part, les appareils thermiques résistent mal aux surcharges, ils ne sont pas assez précis par suite de leur sensibilité à la température et consomment relativement beaucoup d'énergie. Pour toutes ces raisons les appareils thermiques ne sont utilisés actuellement que dans certains cas peu fréquents pour la mesure des courants de haute fréquence.

Les autres systèmes d'appareils sont utilisés pour mesurer certaines grandeurs (par exemple les appareils à vibration sont utilisés seulement pour mesurer la fréquence); ils seront décrits brièvement plus bas.

Le choix du type de l'appareil dépend des exigences métrologiques d'utilisation et de fabrication. Lorsqu'on a besoin d'appareils précis, il faut tenir compte du fait qu'en courant continu les classes de précision de 0,1 et 0,2 sont assurées seulement par les appareils magnéto-électriques et en courant alternatif la classe de précision de 0,2 est assurée seulement par les appareils électrodynamiques. Les appareils électromagnétiques munis d'un noyau en permalloy peuvent assurer une classe de précision de 0,5 (de 0,2 lors du montage à haubans); les appareils ferrodynamiques ont une classe de précision qui n'est pas supérieure à 1,0 et les appareils à redresseur une précision dont la classe ne dépasse pas 1,5. Les appareils à induction à aiguille assurent une précision de la classe 2,5. Pour la mesure de la puissance on utilise les systèmes électrodynamique, ferrodynamique et à induction. Si, d'après les conditions d'exploitation, on a besoin pour la mesure des courants et tensions alternatifs d'appareils résistant aux surcharges et bon marché, on utilise les appareils électromagnétiques.

Pour des fréquences allant jusqu'à 1 000 Hz on peut employer des appareils électrodynamiques et électromagnétiques avec noyau en permalloy ainsi que des appareils ferrodynamiques ; pour des fréquences allant jusqu'à 20 kHz on peut utiliser des appareils à redresseur. Enfin, pour des fréquences plus élevées (jusqu'à plusieurs MHz) on utilise des appareils thermo-électriques.

12-7. Wattmètres

Pour mesurer la puissance d'un circuit à courant continu on n'a pas besoin d'un appareil spécial car la puissance $P = UI$ peut facilement être calculée d'après les indications d'un voltmètre et d'un ampèremètre. Dans un circuit à courant alternatif un tel calcul est impossible car la puissance du courant alternatif

$$P = UI \cos \varphi$$

dépend non seulement de la tension et du courant mais aussi du déphasage entre eux. Pour cette raison un wattmètre est indispensable pour mesurer la puissance d'un courant alternatif.

On peut utiliser en qualité de wattmètre un appareil électrodynamique, ferrodynamique ou à induction. Dans un wattmètre électrodynamique la bobine fixe est branchée en série avec la charge et la bobine mobile est dotée d'une résistance additionnelle et est branchée parallèlement à la charge (fig. 12-28).

De cette façon, la valeur instantanée du courant dans la bobine fixe est égale au courant du récepteur et le courant parcourant la bobine mobile est proportionnel à la valeur instantanée de la tension

aux bornes du récepteur; nous l'appellerons courant du circuit tension i_t.

Il faut que ce courant soit en phase avec la tension, c'est-à-dire que le circuit tension du wattmètre soit pratiquement sans réactance. La résistance additionnelle R_{ad}, qui est sans réactance, constitue la plus grande partie de la résistance de ce circuit et l'inductance de la bobine mobile est relativement faible. Cela permet de considérer l'impédance du circuit tension du wattmètre Z_{wt} comme étant sans réactance, c'est-à-dire de considérer que $Z_{wt} \approx R_{wt}$. Lorsque cette condition est satisfaite le courant du circuit tension du wattmètre est en phase avec la tension

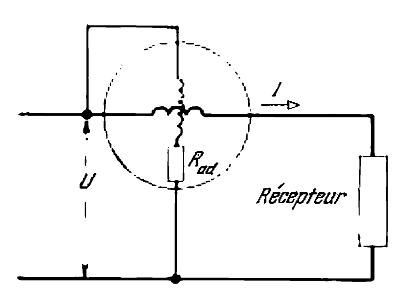


Fig. 12-28. Schéma de montage des circuits d'un wattmètre

$$i_t = \frac{u}{R_{wt}} .$$

Le couple moteur d'un appareil électrodynamique est proportionnel au produit des courants dans les bobines fixe et mobile et à la variation de l'inductance mutuelle M des bobines d'après l'angle de rotation $\left(\frac{\partial M}{\partial \alpha}\right)$. Mais par suite de la grande inertie l'équipage mobile de l'appareil ne peut pas suivre les variations du couple moteur pendant la période du courant alternatif et prend une position déterminée par la valeur moyenne du couple moteur durant une période. Cette valeur moyenne pour le wattmètre sera:

$$C_{mw} = \frac{\partial M}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_t i \, dt = \frac{\partial M}{\partial \alpha} \frac{1}{R_{wt}} \left(\frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt \right) .$$

Comme le terme qui se trouve entre parenthèses est la puissance moyenne P du courant alternatif on a donc

$$C_{mw} = \frac{P}{R_{wt}} \frac{\partial M}{\partial \alpha} = \frac{UI \cos \varphi}{R_{wt}} \cdot \frac{\partial M}{\partial \alpha} . \qquad (12\text{-}12)$$

Pour que le wattmètre ait une échelle linéaire il faut que $\frac{\partial M}{\partial \alpha} = \text{const}$, c'est-à-dire que l'inductance mutuelle des bobines varie proportionnellement à l'angle α de rotation de la bobine mobile. Cette condition étant approximativement réalisée dans la plupart des wattmètres électrodynamiques modernes, ils ont donc une échelle pratiquement linéaire tandis que dans tous les voltmètres et ampèremètres à courant alternatif la partie initiale de l'échelle n'est pas linéaire.

Pour compenser l'influence de l'inductance de la bobine mobile et pour que i_t et u soient en phase on utilise dans les wattmètres de laboratoire des schémas spéciaux à compensation de phase (la bobine mobile est shuntée par une bobine à réactance, un condensateur est couplé parallèlement à une partie de la résistance additionnelle). Cependant, il est très difficile d'éliminer complètement la réactance du circuit tension du wattmètre car l'inductance du circuit tension comprend également l'inductance mutuelle M qui change

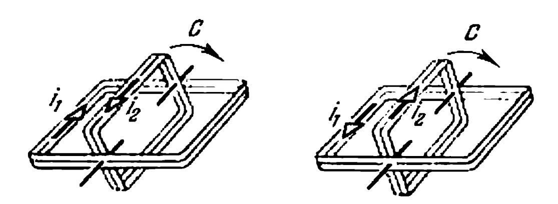


Fig. 12-29. Schéma d'action des courants de deux bobines d'un wattmètre lors de la variation simultanée des sens de ces courants

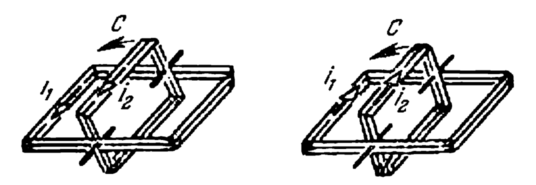


Fig. 12-30. Changement de la phase relative des courants de deux bobines d'un wattmètre

lors de la variation de la déviation de la bobine mobile ; donc entre la tension u et le courant i_t dans ce circuit existe un petit angle de déphasage δ appelé *erreur angulaire du wattmètre.* En tenant compte de cet angle les indications du wattmètre sont proportionnelles non pas au cosinus φ mais au cosinus $(\varphi \pm \delta)$. Pratiquement l'erreur angulaire du wattmètre n'influe pas de façon notable sur la précision de la mesure de puissance sauf pour de grands déphasages (par exemple lors des essais à vide et en court-circuit des transformateurs de grande puissance, voir § 13-3 et 13-9).

Pendant le changement de sens du courant dans les deux bobines d'un wattmètre branché dans un circuit à courant alternatif, le sens du couple moteur ne change pas (fig. 12-29), mais si l'on permute les bornes de l'un des deux circuits du wattmètre, cela fera changer la phase relative du courant dans la bobine correspondante de 180° et le sens du couple moteur (fig. 12-30). Pour prévenir la possibilité d'un branchement erroné il faut marquer convenable-

ment sur les bornes les « commencements » et les « fins » relatifs des circuits.

On appelle généralement les « commencements » *bornes de générateur* car l'aiguille du wattmètre dévie dans le sens convenable si ces deux bornes sont connectées au même pôle de la source du courant (fig. 12-31). Les « commencements » sont marqués sur les bornes de l'appareil par un astérisque (*).

La fig. 12-31 donne deux modes de branchement correct d'un wattmètre. Dans le premier cas par la bobine fixe de l'appareil passe le même courant que par la charge contrôlée *Ch* mais sur le circuit

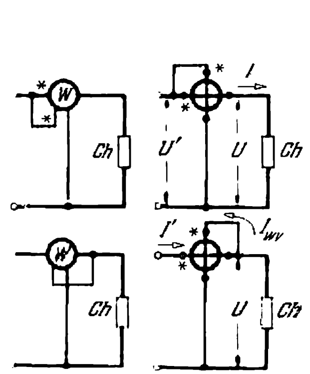


Fig. 12-31. Schémas de deux modes de branchement correct d'un wattmètre

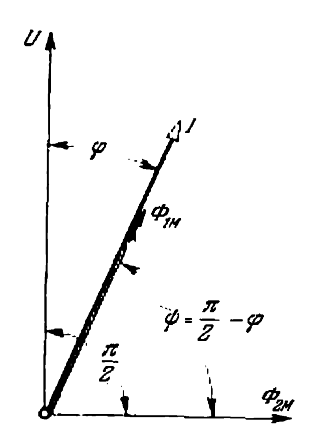


Fig. 12-32. Rapport de phases dans un wattmètre à induction

tension de l'appareil agit une tension plus grande que la tension aux bornes de la charge, leur différence étant égale à la valeur de la chute de tension dans le circuit courant de l'appareil. Le wattmètre indique donc, en plus de la puissance de la charge, aussi la puissance dépensée dans son circuit courant ($R_{wc}I^2$). Dans le deuxième cas, sur le circuit tension du wattmètre agit la même tension que sur la charge mais le circuit courant du wattmètre est parcouru par un courant comprenant le courant de la charge et le courant du circuit tension du wattmètre. Le wattmètre indique donc, en plus de la puissance de la charge, aussi la puissance dépensée dans son circuit tension $\left(\frac{U^2}{R_{wt}}\right)$. Ces erreurs dues à la consommation propre du wattmètre sont bien faibles mais il faut en tenir compte lorsque l'on veut mesurer de façon précise une faible puissance.

Les dernières années on monte sur les tableaux de distribution surtout des wattmètres ferrodynamiques. Presque tout ce que nous

avons dit plus haut sur les wattmètres électrodynamiques est valable pour les wattmètres ferrodynamiques. Mais il faut noter que ces derniers sont beaucoup moins précis et qu'ils ne conviennent pas pour la mesure de puissance en courant continu par suite de l'influence de l'hystérésis.

Dans un *wattmètre à induction* le flux magnétique de la bobine branchée en série (circuit courant)

$$\Phi_{1M} = k_1 I,$$

et le flux de la bobine branchée en parallèle (circuit tension)

$$\Phi_{2M} = k_2 U.$$

Pour que l'appareil indique la puissance en courant alternatif il faut, d'après la formule (12-10), que $\sin\psi = \cos\varphi$ ou que $\psi = \frac{\pi}{2} - \varphi$ (fig. 12-32). On peut considérer que I et Φ_1 sont en phase ; de plus, le déphasage entre la tension U et le flux Φ_2 créé par cette dernière doit être égal à $\frac{\pi}{2}$ (« condition de quadrature »). Ceci est facilement réalisé en agissant sur le circuit magnétique de la bobine tension (voir le diagramme vectoriel d'une bobine à noyau de fer, § 10-5).

Les wattmètres à induction sont caractérisés par une très longue échelle (environ 300°). On les emploie seulement comme appareils de tableaux mais dans les nouvelles installations ces wattmètres ne sont pas utilisés vu leur faible précision.

12-8. Méthodes de mesure de la puissance et de l'énergie en courant triphasé

Pour mesurer la puissance d'un système triphasé équilibré il suffit de mesurer la puissance d'une phase et tripler la valeur obtenue ; pour cela il suffit d'utiliser un seul wattmètre. Mais ce n'est que dans un nombre limité des cas que l'on peut mesurer directement la puissance d'une phase : lorsque le point neutre est accessible (fig. 12-33) ou lorsqu'il existe un fil neutre. Dans tous les autres cas pour mesurer la puissance d'un circuit triphasé à l'aide d'un seul wattmètre il faut créer artificiellement les conditions correspondantes, c'est-à-dire qu'il faut que sur le circuit tension du wattmètre agisse une tension égale ou proportionnelle à la tension simple et que par le circuit série de l'appareil passe un courant simple ou un courant qui lui est proportionnel ; enfin, et ceci est le plus important, le déphasage entre la tension et le courant qui agissent sur le wattmètre doit être égal au déphasage de la charge.

Il existe un moyen relativement simple d'assurer toutes ces conditions en connectant le circuit tension du wattmètre à un *point neutre artificiel*; on appelle ainsi le point neutre d'une étoile formée par la résistance du circuit tension du wattmètre et les deux autres résistances additionnelles dont les valeurs sont égales à celle de la résistance du circuit tension (fig. 12-34).

Les relations vectorielles des tensions et des courants composés d'un système triphasé (fig. 12-35) ne dépendent pas du mode de montage de la charge, en étoile ou en triangle; pour une charge équilibrée la puissance d'un système triphasé sera toujours

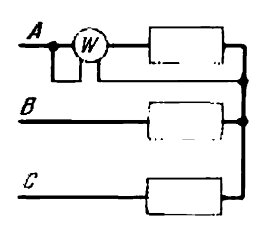


Fig. 12-33. Mesure de la puissance à l'aide d'un wattmètre lorsque le point neutre est accessible

$$P=\sqrt{3}\ U_c I_c \cos\varphi$$

et le wattmètre connecté par l'intermédiaire d'un point neutre artificiel indiquera:

$$P_{mes}=U_{wt}I_c\cos(\dot{U}_{wt},\ \dot{I}_c)=U_s I_s\cos\varphi=$$
$$=\frac{1}{\sqrt{3}}U_c I_c\cos\varphi=\frac{1}{3}P.$$

Dans le cas de phases à charge déséquilibrée dans un système à fil neutre, on peut profiter du fait que la puissance active totale d'un système triphasé est égale à la somme des puissances actives de chaque phase. On

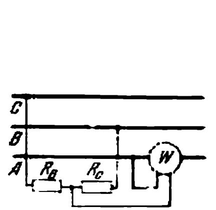


Fig. 12-34. Mesure de la puissance à l'aide d'un wattmètre et d'un point neutre artificiel

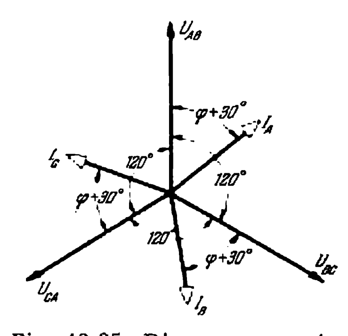


Fig. 12-35. Diagramme vectoriel des tensions composées et des courants composés d'un système triphasé équilibré

peut donc mesurer cette puissance à l'aide de trois wattmètres dont chacun indique la puissance d'une phase (fig. 12-36).

La méthode de deux wattmètres est la méthode la plus utilisée pour mesurer la puissance des systèmes triphasés déséquilibrés à trois fils. Nous allons démontrer que ces wattmètres indiquent toute

la puissance du système triphasé indépendamment de la répartition de la charge entre les phases. La puissance instantanée d'un système triphasé est égale à la somme des puissances simples instantanées;

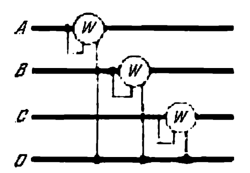


Fig. 12-36. Schéma de mesure par la méthode dite des trois wattmètres

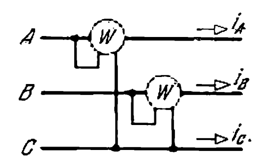


Fig. 12-37. Schéma de mesure par la méthode dite des deux wattmètres

en particulier pour une charge en étoile, cette puissance peut être exprimée de façon suivante:

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C, \qquad (12\text{-}13)$$

où u_A, i_A, u_B, i_B, u_C, i_C sont les valeurs instantanées des tensions et des courants simples correspondants et puisque

$$i_C = -(i_A + i_B),$$

la puissance instantanée du système

$$p = i_A (u_A - u_C) + i_B (u_B - u_C).$$

La différence entre les tensions simples est égale à la tension composée correspondante et la puissance sera:

$$p = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B. \qquad (12\text{-}14)$$

Le schéma de connexion (fig. 12-37) correspond aux conditions de cette équation; par conséquent les deux wattmètres branchés suivant ce schéma indiqueront toute la puissance du système triphasé.

Etant donné que la puissance fournie par la source du courant pour des valeurs déterminées de la tension et du courant composés ne dépend ni de la connexion intérieure de la source du courant ni du montage de la charge, la méthode de deux wattmètres convient donc aussi lorsque la charge est en triangle.

Notons une particularité du schéma. Le système de tensions composées pour une succession normale est: u_{AB}, u_{BC} et u_{CA} tandis que dans l'équation du schéma de deux wattmètres figure la tension u_{AC}, c'est-à-dire une tension qui est en opposition de phase par rapport à u_{CA}. Pour obtenir la tension u_{AC} il faut connecter le « commencement » du circuit tension du premier wattmètre au fil *A* et la « fin » au fil *C* parce que le changement d'une phase de 180° de la tension alternative par rapport à l'appareil de mesure est réalisé

par une simple permutation des bornes de circuit tension de l'appareil.

La somme algébrique des indications des wattmètres branchés conformément à la fig. 12-37 est égale à la puissance de toute la charge triphasée, mais la répartition de cette puissance entre les indications des deux wattmètres n'est pas liée directement au degré d'équilibre de la charge, mais dépend dans une plus grande mesure de la

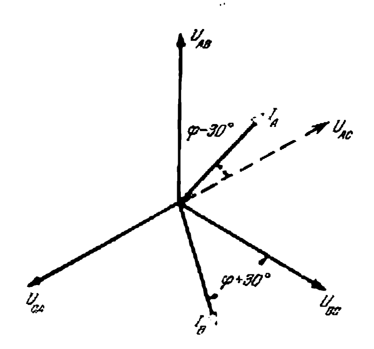


Fig. 12-38. Diagramme vectoriel pour la méthode dite des deux wattmètres

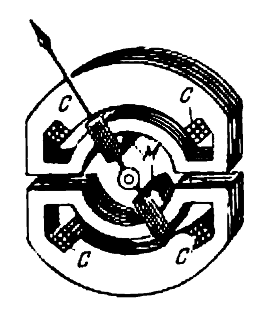


Fig. 12-39. Wattmètre ferrodynamique à deux éléments pour courant triphasé:
M — deux bobines mobiles; *C* — deux bobines fixes

valeur et du signe du déphasage de la charge. Etudions cette relation dans le cas le plus simple d'une charge équilibrée. L'équation (12-14) si l'on passe à la puissance moyenne et aux valeurs efficaces des tensions et des courants prendra la forme suivante:

$$P = P_{\mathrm{I}} + P_{\mathrm{II}} = U_{AC} I_A \cos(\dot{U}_{AC}, \dot{I}_A) + U_{BC} I_B \cos(\dot{U}_{BC}, \dot{I}_B).$$

Pour une charge équilibrée on a

$$U_{AC} = U_{BC} = U_c \quad \text{et} \quad I_A = I_B = I_c.$$

La fig. 12-38 donne le diagramme vectoriel du système d'après lequel les angles de déphasage entre les vecteurs U_{AC} et I_A et les vecteurs U_{BC} et I_B seront respectivement égaux à $\varphi - 30°$ et $\varphi + 30°$. De cette façon, les indications des deux wattmètres peuvent être exprimées sous la forme suivante:

$$P = P_{\mathrm{I}} + P_{\mathrm{II}} = U_c I_c \cos(\varphi - 30°) + U_c I_c \cos(\varphi + 30°). \quad (12\text{-}15)$$

Il en résulte que les indications des deux wattmètres pour une charge symétrique seront les mêmes lorsque $\varphi = 0$. Pour $\varphi > 60°$ l'aiguille du second wattmètre dévie au-delà du zéro de l'échelle et pour lire dans ces conditions l'indication du second wattmètre

il faut permuter les bornes de l'un des circuits de l'appareil (souvent on monte dans le wattmètre un commutateur spécial pour son circuit tension). Une telle permutation fera revenir l'aiguille sur l'échelle mais l'indication du wattmètre devra être considérée comme négative et il faudra la retrancher de l'indication du premier wattmètre pour déterminer la puissance du système triphasé.

Dans les tableaux de distribution on utilise des wattmètres pour courant triphasé qui sont en réalité des appareils monophasés doublés (ou triplés), c'est-à-dire qui contiennent dans un corps commun deux ou trois équipages mobiles liés par un axe commun et agissant ainsi sur l'aiguille commune du wattmètre triphasé (fig. 12-39).

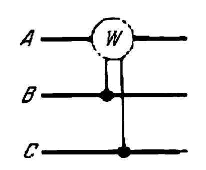


Fig. 12-40. Schéma de mesure de la puissance réactive dans un circuit triphasé équilibré

La mesure de la puissance réactive se fait presque exclusivement dans les systèmes triphasés. Lorsque les trois phases sont équilibrées on peut faire cette mesure à l'aide d'un seul wattmètre branché conformément à la fig. 12-40; le diagramme vectoriel de la fig. 12-35 montre que le wattmètre indiquera :

$$U_{BC}I_A \cos(90° \pm \varphi) = U_c I_c \sin(\pm \varphi)$$

et puisque la puissance réactive d'un circuit triphasé à charge équilibrée est

$$Q = \sqrt{3} U_c I_c \sin(\pm \varphi),$$

donc ce mode de montage du wattmètre donnera des indications qui multipliées par $\sqrt{3}$ fourniront la puissance réactive du courant triphasé.

Ce mode de montage est utilisé parfois pour calculer le cos φ moyen lorsqu'on utilise un tarif différentiel de l'énergie électrique (c'est-à-dire un tarif d'après lequel le prix d'un kWh est calculé en fonction du cos φ moyen de l'installation du client) ; dans ce cas la centrale électrique calcule d'après les indications d'un compteur triphasé ordinaire la consommation de l'énergie active W et d'après les indications d'un compteur branché conformément à la fig. 12-40 la « consommation » de l'énergie réactive W_r ; le facteur de puissance moyen est alors déterminé de la façon suivante :

$$\cos \varphi = \frac{W}{\sqrt{W^2 + W_r^2}}. \qquad (12\text{-}16)$$

Puisque le schéma indiqué sur la fig. 12-40 ne convient que pour une charge équilibrée, pour mesurer W_r on utilise plus souvent des compteurs spéciaux d'énergie réactive.

12-9. Compteurs d'énergie électrique

Ces appareils servent à calculer l'énergie reçue par différents consommateurs depuis la centrale électrique ou l'énergie fournie par la centrale au réseau. Dans les appareils que nous avons considérés plus haut, l'équipage mobile sous l'action du courant déviait d'un certain angle tandis que dans les compteurs l'équipage mobile doit tourner et sa vitesse de rotation doit être proportionnelle à la puissance.

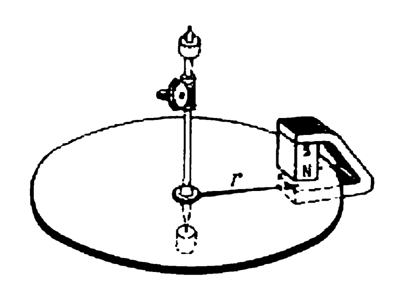


Fig. 12-41. Disque de freinage et aimant

Au lieu d'un couple antagoniste il faut avoir dans les compteurs un *couple de freinage* proportionnel à la vitesse de rotation de l'équipage mobile. Ce couple est créé par la rotation d'un disque en aluminium calé sur l'axe de l'équipage mobile du compteur et placé entre les pôles d'un aimant permanent (fig. 12-41).

En simplifiant un peu nous pouvons déterminer ce couple de freinage de la façon suivante: dans le disque est induite une force électromotrice proportionnelle au flux de l'aimant permanent Φ et à la vitesse circonférentielle v de rotation de la partie du disque se trouvant entre les pôles :

$$e_{\mathrm{d}} = k_1\Phi v = k_1\Phi \frac{2\pi n r}{60} = k_2\Phi n.$$

Cette force électromotrice crée un courant proportionnel à la conductivité du matériau γ dont est fait le disque:

$$i_{\mathrm{d}} = k_3\gamma e_{\mathrm{d}} = k_4\gamma r\Phi n.$$

Le courant dans le disque en interaction avec le flux de l'aimant permanent crée un couple de freinage proportionnel au courant et au flux :

$$C_{\mathrm{fr}} = k_5 i_{\mathrm{d}}\Phi$$

ou

$$C_{\mathrm{fr}} = k_6\gamma r\Phi^2 n = k_{\mathrm{fr}} n, \qquad (12\text{-}17)$$

c'est-à-dire que le couple de freinage est proportionnel à la vitesse de rotation du disque n [tr/mn].

Le couple moteur de l'appareil doit être proportionnel à la puissance

$$C_{\mathrm{m}} = k_{\mathrm{m}}P;$$

pour une vitesse de rotation établie ce couple doit être égal au couple de freinage

$$C_{\mathrm{m}} = C_{\mathrm{fr}} \quad \text{ou} \quad k_{\mathrm{m}}P = k_{\mathrm{fr}}n$$

ou

$$P=\frac{k_{fr}}{k_m}\,n.$$

En multipliant les deux parties de l'égalité par t qui désigne un intervalle de temps déterminé, nous obtenons dans la partie gauche

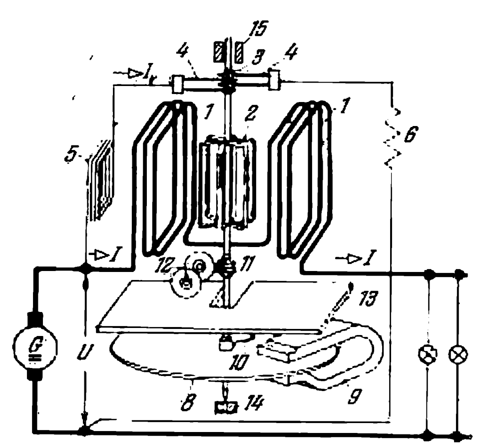


Fig. 12-42. Schéma d'un wattheuremètre électrodynamique

$Pt=W$, soit l'énergie électrique dépensée dans le réseau contrôlé pendant le temps t et dans la partie droite $nt=N$, soit le nombre de tours total du compteur pendant le même temps.

Par conséquent,

$$W=\frac{k_{fr}}{k_m}N=C_{\text{compteur}}\,N,$$

c'est-à-dire qu'en multipliant le nombre de tours N du compteur par le coefficient C_{compteur} nous obtenons l'énergie dépensée dans le réseau pendant le temps t. La grandeur C_{compteur} est appelée *constante du compteur*. Elle représente la quantité d'énergie électrique dépensée dans le réseau pendant un tour du disque du compteur.

L'axe de l'équipage mobile du compteur, par l'intermédiaire d'une vis sans fin, actionne une *minuterie*. Le rapport de transmission est choisi de façon qu'on puisse d'après la minuterie évaluer non pas le nombre de tours mais directement les kWh.

La fig. (12-42) présente un *wattheuremètre électrodynamique* à courant continu. Son champ magnétique principal est créé par des bobines fixes *1* en gros fil; ces bobines sont branchées en série avec la ligne et sont parcourues par le courant de service I. Ainsi le flux magnétique Φ est égal à k_1I. L'induit *2* comprend au moins 3 bobines connectées aux lames du collecteur *3* sur lequel frottent les ba-

lais *4*; en série avec l'induit est branchée une grande résistance additionnelle *6*. Le courant dans l'induit sera:

$$I_{\mathrm{in}} = \frac{U - E_{\mathrm{in}}}{R_{\mathrm{in}} + R_{\mathrm{ad}}}.$$

La force électromotrice E_{in} induite dans l'induit lors de la rotation est relativement petite et on peut la négliger; on a alors

$$I_{\mathrm{in}} = k_2 U.$$

Comme dans tout appareil électrodynamique le couple moteur est proportionnel au produit des courants, on a donc:

$$C_{\mathrm{m}} = k_1 k_2 k_3 UI = k_{\mathrm{m}} P.$$

Le couple de freinage de l'appareil est fourni par le disque *8* qui tourne entre les pôles d'un aimant permanent *9*. Ce dernier est protégé contre l'influence du champ des bobines principales par un écran en tôle d'acier *13*. Le couple de freinage

$$C_{\mathrm{fr}} = k_{\mathrm{fr}} n.$$

La vitesse de rotation, surtout pour de faibles charges, est considérablement influencée par le couple de frottement C_{f} dans les crapaudines *14* et *15*, dans la minuterie *11* et *12* et dans l'air. Pour éliminer l'influence perturbatrice du frottement, le compteur est doté d'un *compensateur de frottement 5* constitué par une petite bobine en série avec l'induit. Le champ de cette bobine est proportionnel au courant traversant l'induit et leur action combinée crée un petit couple moteur auxiliaire qui ne dépend pas de la charge:

$$C_{\mathrm{aux}} = k_4 \Phi I_{\mathrm{in}} = k_5 I_{\mathrm{in}}^2 = k_6 U^2.$$

Lorsque le compteur fonctionne de façon parfaite on a: $C_{\mathrm{f}} = C_{\mathrm{aux}}$ d'où l'équation des couples devient:

$$C_{\mathrm{m}} + C_{\mathrm{aux}} = C_{\mathrm{fr}} + C_{\mathrm{f}}.$$

Ces couples s'équilibrent et il reste l'équation fondamentale des couples $C_{\mathrm{m}} = C_{\mathrm{fr}}$ d'où nous avons déduit plus haut la relation:

$$W = C_{\mathrm{compteur}} N.$$

Le couple auxiliaire existe même en l'absence de charge; pour éviter la *rotation spontanée* de l'induit en l'absence de charge, ce qui est possible lorsque la tension U s'élève, le compteur est doté d'un crochet de freinage *10*. Ce crochet est constitué par un morceau de fil d'acier soudé à l'axe du compteur et attiré par l'aimant permanent. Ce crochet de freinage empêche la rotation du compteur pouvant avoir lieu sous l'action du seul couple auxiliaire créé par le compensateur de frottement.

Le réglage d'un compteur se fait en déplaçant l'aimant permanent radialement ; en effet en modifiant r (fig. 12-41) on modifie le couple de freinage. Le couple auxiliaire lui se règle en approchant ou en éloignant la bobine du compensateur par rapport à l'induit.

Le schéma d'un *wattheuremètre à induction* à courant alternatif est donné sur la fig. 12-43. Le couple moteur y est créé de la même façon que dans un appareil à induction à disque mobile.

Deux flux magnétiques Φ_U et Φ_I, dont l'un est proportionnel à la tension du secteur U et l'autre au courant de service I, créent

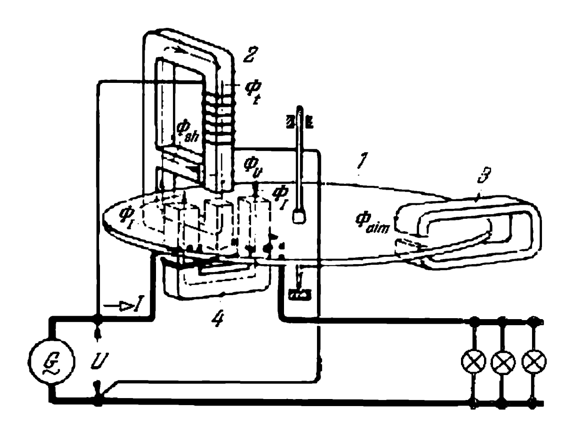


Fig. 12-43. Schéma d'un wattheuremètre à induction

un champ tournant. Pour obtenir un déphasage de 90° du flux Φ_U par rapport à la tension U, on place autour du noyau *2* de la bobine tension un shunt magnétique, de plus remarquons qu'une partie du flux magnétique Φ_{sh} de la bobine se ferme en dehors du disque *1*. Le flux Φ_{sh} est équivalent au flux de dispersion d'un transformateur (§ 13-3) ; la composante X_1I_1 de la tension lui est proportionnelle. En choisissant convenablement la grandeur Φ_{sh} on obtient un déphasage de 90° entre la tension U et le flux Φ_U. Ainsi on crée un couple moteur proportionnel à la puissance. Le couple de freinage s'obtient par l'action de l'aimant permanent *3* sur le même disque. Les couples moteur et de freinage dépendent dans la même mesure de la résistance du disque et pour cette raison à la différence des appareils à induction à aiguille les indications d'un compteur à induction sont peu influencées par la température. La compensation du frottement est assurée par création d'une faible dissymétrie dans le circuit magnétique du circuit tension par suite de quoi une faible partie du flux de tension est déphasée par rapport au flux total Φ_U ; en présence de deux flux déphasés l'un par rapport à l'autre conformément

à la théorie des appareils à induction un champ magnétique tournant est créé et un couple auxiliaire apparaît.

On peut créer cette dissymétrie en introduisant une vis en acier dans le circuit magnétique du circuit tension comme cela est indiqué sur la fig. 12-44.

Afin d'éliminer la marche spontanée du compteur celui-ci est doté d'un crochet de freinage. Le réglage du compteur se fait par le déplacement de l'aimant permanent *3*.

Le compteur à courant triphasé comprend deux ou trois équipages mobiles des compteurs à induction, qui actionnent un axe commun et une minuterie commune (fig. 12-45).

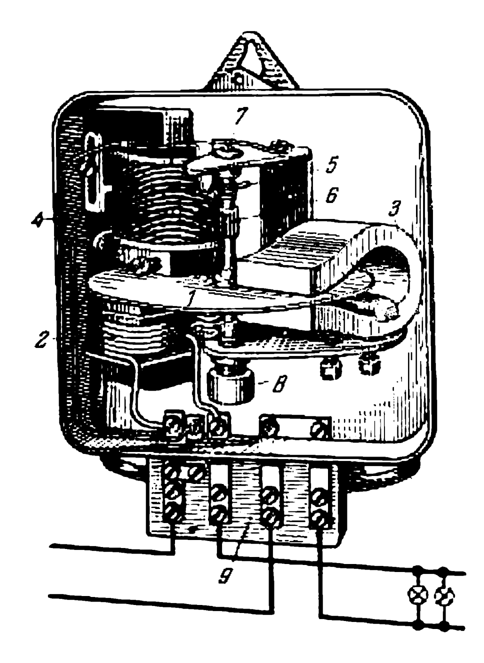


Fig. 12-44. Wattheuremètre à induction (sur la figure ne sont pas représentés le mécanisme de comptage et les pièces de fixation):

1 — disque; *2* — électro-aimant du circuit courant; *3* — aimant de freinage; *4* — électro-aimant du circuit tension; *5* — crochet de freinage et drapeau; *6* — pignon pour la transmission du mouvement au mécanisme de minuterie; *7* — crapaudine supérieure; *8* — crapaudine inférieure; *9* — bornes

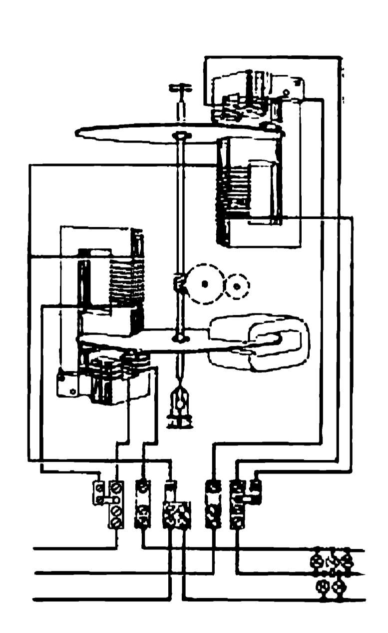


Fig. 12-45. Compteur de courant triphasé à deux éléments mobiles

12-10. Logomètres

Dans la plupart des appareils de mesure électriques à lecture directe le déplacement de l'équipage mobile est une certaine fonction du courant qui parcourt l'appareil. Lorsqu'il s'agit d'utiliser l'appareil de mesure pour évaluer une certaine grandeur électrique ou autre qui n'est pas une fonction directe du courant (résistance, déphasage, fréquence, pression, température, etc.), il faut rendre le courant qui parcourt l'appareil fonction de la grandeur à mesurer. Mais d'après la loi d'Ohm le courant est proportionnel à la tension: $I = F(U)$. Il en résulte que l'indication d'un appareil qui doit être adapté pour mesurer une grandeur x devient fonction de deux variables : de la grandeur à mesurer et de la tension de la source du courant, soit $I = F(x, U)$. La dépendance des indications de l'appareil vis-à-vis de la tension U ne permet pas de doter l'appareil d'une échelle étalonnée en unités x (par exemple en ohms) car en l'absence d'une relation directe entre x et U la variation de la tension sera la cause d'une erreur correspondante lors de la mesure de x.

Pour éliminer l'influence de la variation de la tension sur les indications de l'appareil deux voies sont possibles, soit effectuer les mesures pour une valeur déterminée de la tension pour laquelle l'étalonnage de l'échelle de l'appareil est valable, soit effectuer la mesure à l'aide d'un appareil dont la position d'équilibre de l'équipage mobile est déterminée par le rapport des courants parcourant les deux enroulements de l'appareil. Dans le second cas la position d'équilibre, c'est-à-dire la déviation établie de l'équipage mobile, peut être rendue indépendante de la valeur de la tension. Les appareils de mesure électriques basés sur ce principe sont appelés *logomètres*.

Un appareil de mesure électrique d'un système quelconque est un logomètre au cas où le couple moteur et le couple antagoniste sont créés par voie électrique. Il en résulte que le logomètre se caractérise par l'absence d'un couple antagoniste mécanique (par ressort).

Les deux couples créés dans un logomètre par voie électrique doivent dépendre au même $n^{\text{ième}}$ degré de la tension U qui engendre les courants dans les deux éléments mobiles de l'appareil (dans les deux bobines) et ils doivent être tous les deux fonctions de la déviation α de l'équipage mobile $[f_1(\alpha)$ et $f_2(\alpha)]$ mais obligatoirement des fonctions inégales. Enfin, un des couples (ou tous les deux) doit dépendre de la grandeur mesurée x. Lorsqu'un seul couple C_1 dépend de x il joue le rôle d'un couple moteur et peut être exprimé sous forme générale de la façon suivante:

$$C_m = k_1 U^n f_1(\alpha) F(x).$$

Le deuxième couple joue alors le rôle d'un couple antagoniste

$$C_{\text{ant}} = k_2 U^n f_2(\alpha),$$

où k_1 et k_2 sont des coefficients qui dépendent des paramètres (résistances, inductances, etc.) des circuits du logomètre.

Ces couples s'opposent et sous l'action du plus grand d'entre eux l'équipage mobile tourne. Mais un logomètre doit être construit de façon que lors du déplacement de l'équipage mobile le couple dont le sens coïncide avec le sens de déplacement diminue et pendant ce temps le second couple augmente ; on aura alors pour une certaine déviation α l'équilibre des couples :

$$C_{\text{m}} = k_1 U^n f_1(\alpha) F(x) = C_{\text{ant}} = k_2 U^n f_2(\alpha) \qquad (12\text{-}18)$$

ou

$$F(x) = \frac{f_2(\alpha)\, k_2}{f_1(\alpha)\, k_1}, \qquad (12\text{-}19)$$

cette dernière expression montre que la déviation α de l'équipage mobile ne dépend pas de la tension U mais est seulement fonction de la grandeur mesurée x.

Pour la tension $U = 0$ les deux couples sont nuls et par conséquent l'équipage mobile se trouve à l'état d'équilibre indifférent et ne revient pas à la division zéro de l'échelle. Ceci peut induire l'observateur en erreur ; pour éviter cela les logomètres sont souvent dotés d'un dispositif qui met l'aiguille hors de l'échelle en l'absence de courant.

Nous examinerons quelques appareils de différents types construits selon le principe du logomètre.

En plus des erreurs communes à tous les appareils de mesure électriques, les logomètres sont l'objet d'erreurs spécifiques provoquées par l'influence des valeurs absolues des grandeurs électriques mesurées. Ces erreurs peuvent naître pour deux raisons : 1) l'existence d'un couple mécanique qui agit sur l'équipage mobile de l'appareil ; 2) la dépendance inégale des couples vis-à-vis de la tension U.

S'il existe un couple mécanique $C_{\text{méc}}$ (par exemple, par suite de l'équilibrage incomplet de l'équipage mobile), l'équation d'équilibre (12-18) prend la forme suivante :

$$k_1 U^n f_1(\alpha) F(x) = k_2 U^n f_2(\alpha) + C_{\text{méc}}$$

d'où

$$F(x) = \frac{k_2 f_2(\alpha)}{k_1 f_1(\alpha)} + \frac{C_{\text{méc}}}{k_1 f_1(\alpha)\, U^n}. \qquad (12\text{-}20)$$

Donc dans ce cas la déviation α dépend dans une certaine mesure de la tension. Etant donné qu'il est impossible d'éliminer complètement le couple mécanique, les indications des logomètres dépendent toujours, dans une certaine mesure, de la tension.

On peut construire des logomètres de n'importe quel type, mais les plus répandus sont les logomètres magnéto-électriques. En particulier ils sont largement utilisés pour mesurer électriquement des grandeurs non électriques.

Examinons, à titre d'exemple, le principe du logomètre dans un modèle simplifié du type magnéto-électrique, soit dans un appareil à champ magnétique uniforme comme indiqué sur la fig. 12-46.

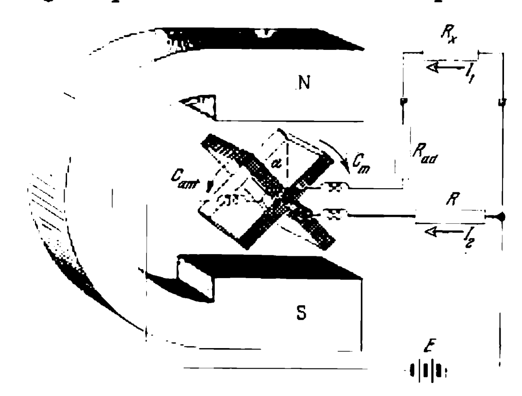


Fig. 12-46. Logomètre magnéto-électrique à champ uniforme

L'équipage mobile d'un tel appareil comprend deux cadres calés sur un axe commun et fixés rigidement de façon à former un angle droit entre eux. Le courant est amené dans les bobines mobiles par trois ressorts spiraux en argent sans couple mécanique. Si l'équipage mobile est bien équilibré, en l'absence de courants il se trouvera en état d'équilibre indifférent.

Les cadres mobiles sont connectés à une source de courant commune et leurs circuits sont fermés à travers deux résistances dont l'une R est montée à l'intérieur de l'appareil, et l'autre R_x, la résistance à mesurer, en dehors de l'appareil. Les courants passant par les bobines de l'appareil créent deux couples qui agissent sur l'équipage mobile: le couple moteur créé par le courant de la première bobine est:

$$C_{\text{m}} = n_1 SBI_1 \sin \alpha$$

et le couple antagoniste créé par le courant de la deuxième bobine:

$$C_{\text{ant}} = n_2 SBI_2 \cos \alpha,$$

où α est l'angle formé par le plan de la première bobine et la droite normale à la direction du champ magnétique. Ces couples sont de sens opposés et la déviation de l'équipage mobile dans le sens du

couple correspondant provoque la diminution de ce couple et l'accroissement de l'autre couple dont le sens est opposé à celui de la déviation de l'équipage mobile. De cette façon, l'équilibre des couples s'établit automatiquement: à chaque rapport des courants dans les bobines de l'appareil correspond une certaine position d'équilibre déterminée par la condition:

$$C_{\mathrm{m}} = C_{\mathrm{ant}}$$

ou

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_1} = k \frac{I_2}{I_1},$$

où k est un coefficient constant pour un appareil donné.

Le circuit de la première bobine comporte en plus de R_x une résistance additionnelle (placée à l'intérieur de l'appareil) R_{ad}. Si nous désignons la résistance totale du circuit de la deuxième bobine par R, les courants dans les bobines seront:

$$I_1 = \frac{E}{R_x + R_{\mathrm{ad}}}; \quad I_2 = \frac{E}{R}.$$

En introduisant ces expressions dans l'équation des couples on obtient de la condition d'égalité des couples pour une déviation établie :

$$(R_x + R_{\mathrm{ad}}) : R = \mathrm{const} \cdot \operatorname{tg} \alpha$$

d'où la résistance mesurée sera :

$$R_x = \mathrm{const} \cdot \operatorname{tg} \alpha - R_{\mathrm{ad}}.$$

La déviation de l'équipage mobile est donc fonction de la résistance mesurée R_x et ne dépend pas de la tension de la source du courant. Cela permet de doter l'appareil d'une échelle étalonnée en unités de résistance (c'est-à-dire d'utiliser l'appareil en qualité d'ohmmètre). Lorsque R_x est en matériau conducteur à grand coefficient de température il est possible d'utiliser le même appareil en qualité de thermomètre électrique ; si en qualité de R_x on prend une pile de plaques de charbon dont la résistance dépend fortement de la pression (voir fig. 12-55) on peut utiliser cet appareil pour la mesure des pressions, etc.

12-11. Essai de l'état d'isolement et ohmmètres

Le fonctionnement correct d'une installation électrique dépend essentiellement de l'état d'isolement entre les fils ainsi qu'entre les pièces sous tension et la terre. L'état d'isolement est déterminé par la résistance électrique, la rigidité diélectrique et les pertes diélectriques de cette isolation. La rigidité diélectrique est vérifiée

par un essai de claquage sous une tension élevée; les pertes diélectriques sont mesurées par des méthodes spéciales. Mais ces essais ne sont faits que dans les installations à tension de service dépassant 1000 volts et se rapportent à une branche spéciale de l'électrotechnique dite technique de hautes tensions. Dans les installations à tension de service de 1000 volts et inférieure, l'essai d'isolement se ramène à la mesure de la résistance de l'isolation.

L'état d'isolement doit être vérifié dans chaque nouvelle installation électrique avant sa mise en service ainsi qu'après un arrêt

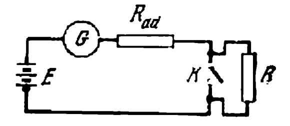


Fig. 12-47. Schéma d'un ohmmètre à pile sèche

prolongé ou des réparations. On mesure la résistance d'isolement entre les fils et la terre ainsi qu'entre deux conducteurs de potentiel différent.

La résistance d'isolement dépend beaucoup de la tension appliquée et pour cette raison il faut mesurer cette résistance autant que possible sous une tension égale à celle de service et en tout cas égale ou supérieure à 100 volts.

Lors de la mesure de la résistance d'isolement par rapport à la terre à l'aide du courant continu il faut connecter le pôle négatif de la source au conducteur à vérifier et le pôle positif doit être connecté à la terre. Cela se fait pour prévenir la formation sur le conducteur, à l'endroit où l'isolation est endommagée, d'une couche d'oxyde (mauvais conducteur) sous l'action électrochimique du courant continu. Une telle couche d'oxyde possède une grande résistance qui donnerait lors de la mesure une valeur exagérée pour la résistance d'isolement.

La résistance d'isolement d'une portion du secteur entre deux coupe-circuit ou en aval du dernier coupe-circuit doit être d'au moins 1000 ohms par volt de tension de service (par exemple 220 000 ohms pour une tension de service de 220 volts). Cette exigence ne convient pas aux machines, transformateurs et accumulateurs pour lesquels il existe des normes spéciales.

Pour mesurer la résistance d'isolement on utilise dans la plupart des cas des mégohmmètres à aiguille et à lecture directe. Les échelles de ces appareils sont étalonnées en mégohms ou en kiloohms. La fig. 12-47 donne le schéma simplifié d'un ohmmètre. Pour une valeur constante de la force électromotrice de la pile sèche E le courant dans le galvanomètre G sera inversement proportionnel à la résistance

du circuit comprenant une résistance additionnelle R_{ad} placée à à l'intérieur de l'appareil et la résistance à mesurer R_x. Il en résulte que pour une valeur constante de la force électromotrice E, l'appareil peut être étalonné pour la lecture directe de la valeur de R_x sur l'échelle. La division zéro de l'échelle correspondra au courant $I = E : R_{ad}$ et à la valeur zéro du courant correspondra la division de l'échelle $R_x = \infty$. L'interrupteur K qui court-circuite les bornes de R_x sert à contrôler l'état de la batterie. A la fermeture de cet interrupteur l'aiguille de l'appareil doit indiquer la division zéro de l'échelle de résistances. De tels ohmmètres à pile sèche sont utilisés pour les essais préliminaires de la résistance d'isolement.

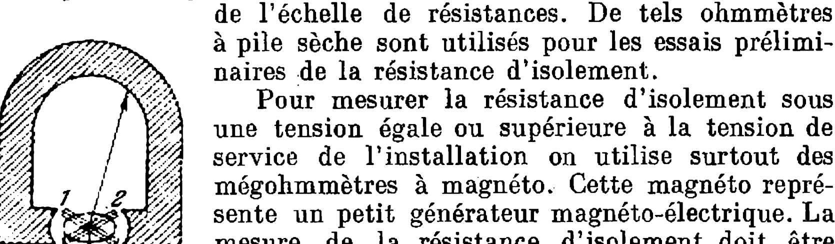


Fig. 12-48. Ohmmètre à logomètre magnéto-électrique

Pour mesurer la résistance d'isolement sous une tension égale ou supérieure à la tension de service de l'installation on utilise surtout des mégohmmètres à magnéto. Cette magnéto représente un petit générateur magnéto-électrique. La mesure de la résistance d'isolement doit être faite sous la tension de service ou sous une tension égale ou supérieure à 100 volts et pour cette raison les magnétos sont fabriquées pour des tensions comprises entre 120 et 2000 volts. Mais la force électromotrice de la magnéto dépend de la vitesse de rotation de la manivelle tandis que selon le schéma de principe (fig. 12-47) cette force électromotrice doit être constante. Aussi dans certains ohmmètres on utilise un manchon centrifuge spécial qui maintient la vitesse de rotation de l'induit plus ou moins constante quelle que soit la vitesse de rotation de la manivelle.

De plus, un ohmmètre construit selon le principe d'un logomètre donne des résultats plus sûrs (fig. 12-48). Un tel ohmmètre comprend un logomètre magnéto-électrique et une magnéto placés dans le même boîtier. L'aimant de l'appareil est à entrefers variables. L'équipage mobile comprend deux bobines solidaires formant entre elles un certain angle. En série avec une bobine est branchée une résistance fixe R tandis que la résistance à mesurer R_x est connectée en série avec la seconde bobine. Les couples moteurs des bobines s'opposent. Grâce au principe du logomètre, si la f.é.m. de la magnéto varie, les couples eux aussi varieront mais de manière identique, donc ils resteront en équilibre. Par conséquent, les indications de l'appareil ne dépendent donc pas de la vitesse de rotation de la magnéto mais seulement du rapport des résistances R et R_x. Etant donné que R est constante, l'échelle de l'appareil peut être étalonnée directement en valeurs de R_x.

12-12. Fréquencemètres et phasemètres

A l'heure actuelle le bon fonctionnement de nombreux dispositifs de commande et d'automation exige que dans les réseaux électriques la fréquence soit rigoureusement constante. Il en resulte que la mesure de la fréquence doit être faite avec une très grande précision. Cette exigence peut être satisfaite seulement par les fréquencemètres à aiguille construits suivant le principe d'un logomètre. On fabrique des fréquencemètres de différents types mais chacun d'eux doit comprendre deux circuits de mesure branchés comme des voltmètres.

A titre d'exemple on a indiqué sur la fig. 12-49 le schéma d'un fréquencemètre ferrodynamique. La branche supérieure comprend une inductance et une capacité en série et pour cette raison sa résistance, donc le courant qui circule dans cette branche dépendent considérablement de la fréquence. Le courant de la branche inférieure ne dépend pratiquement pas de la fréquence car on peut considérer sa résistance R comme étant purement ohmique. Dans chaque branche se trouvent deux bobines dont l'une est fixe et l'autre mobile (S_{f1} et S_{m1}; S_{f2} et S_{m2}) et qui sont couplées en série. La construction de cet appareil est analogue au wattmètre ferrodynamique triphasé (fig. 12-39) décrit plus haut.

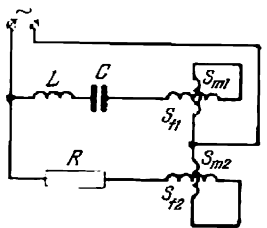


Fig. 12-49. Schéma d'un fréquencemètre ferrodynamique à aiguille

Les courants des branches en circulant dans les bobines créent des couples moteurs C_1 et C_2 qui tendent à faire pivoter l'équipage mobile dans des sens inverses. Le couple C_1 créé par le courant de la branche supérieure dépend considérablement de la fréquence tandis que le couple C_2 ne dépend pratiquement pas de la fréquence. Conformément à ce qui a été dit au § 12-10 ces couples peuvent être exprimés de la façon suivante:

$$C_1 = k_1 U^2 F_1(\alpha) F(f); \qquad C_2 = k_2 U^2 F_2(\alpha).$$

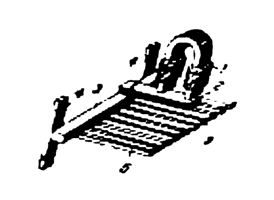
Sous l'action du couple déterminant l'équipage mobile tourne et ce couple diminue (car il dépend de la position de l'équipage mobile α) jusqu'à l'équilibre des couples: $C_1 = C_2$, d'où:

$$F(f) = \frac{F_1(\alpha)}{F_2(\alpha)},$$

c'est-à-dire que la position de l'équipage mobile ne dépend pas de la tension du réseau mais de sa fréquence.

Un *fréquencemètre à vibration* (à résonance) est de construction très simple mais sa précision est inférieure à celle des fréquence-

mètres du type logométrique. Il comprend un électro-aimant *1* (fig. 12-50) dans le champ duquel se trouve une plaque en acier *2* et une réglette *3* solidaire de cette dernière. Les ressorts élastiques *4* soutiennent cette réglette sur laquelle est montée une série de lamelles flexibles en acier *5* choisies de telle façon que deux lamelles qui se suivent diffèrent d'une fréquence d'oscillations propres de 0,5 Hz. Le bout libre de chaque lamelle est dirigé vers l'observateur et est replié. Lorsque l'on connecte les extrémités de la bobine à un générateur du courant alternatif les lamelles sous l'influence des vibrations produites par l'électro-aimant commencent à osciller. Mais ce n'est que la lamelle dont la fréquence propre est égale à la fréquence du courant alternatif qui est fortement sollicitée. Le carré blanc à son extrémité est vu par l'observateur comme une bande grise verticale en regard de laquelle il faut lire sur l'échelle la fréquence mesurée. Les oscillations des deux lamelles voisines seront plus faibles et celles des autres lamelles seront imperceptibles.



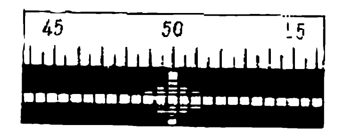


Fig. 12-50. Fréquencemètre à vibration et son échelle

Les *phasemètres* sont des appareils pour la mesure directe de la valeur du cos φ ou de φ et sont utilisés pour éviter le calcul de ces grandeurs en partant des indications d'un wattmètre, d'un ampèremètre et d'un voltmètre. Ce sont des appareils à mécanisme de mesure logométrique du système ferrodynamique ou électrodynamique. Sur l'équipage mobile agissent deux couples qui s'opposent. Un de ces couples est proportionnel à la puissance active:

$$C_1 = k_1F_1(UI\cos\varphi)F'(\alpha)$$

et l'autre à la puissance réactive

$$C_2 = k_2F_2(UI\sin\varphi)F''(\alpha).$$

Donc pour une déviation établie on a:

$$F(\varphi) = \frac{F'(\alpha)}{F''(\alpha)},$$

c'est-à-dire que la position de l'équipage mobile ne dépend que du déphasage dans le circuit contrôlé, ce qui permet d'étalonner l'échelle de l'appareil en valeurs de cos φ. La fig. 12-51 donne le schéma d'un phasemètre électrodynamique monophasé. Dans les phasemètres triphasés l'inductance

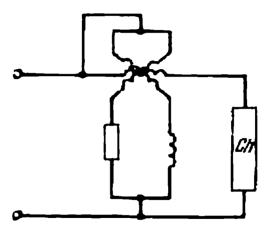


Fig. 12-51. Schéma de branchement d'un phasemètre monophasé

n'est pas indispensable car le déphasage entre les courants circulant dans les bobines mobiles est créé en utilisant le déphasage entre les tensions du système triphasé.

12-13. Oscillographes

L'oscillographe magnéto-électrique sert à l'étude des courbes des valeurs instantanées de la tension et du courant de fréquence moyenne, jusqu'à 1 000 Hz environ, ainsi qu'à l'étude des phénomènes transitoires dans les circuits électriques. Pour l'étude des oscillations des fréquences plus élevées on utilise l'oscillographe électronique qui est sans inertie (§ 18-6).

Le mécanisme de principe du vibrateur d'un oscillographe magnéto-électrique est donné sur la fig. 12-52. L'équipage mobile est placé entre les pôles d'un puissant aimant. C'est une boucle en fil de bronze placée sur un rouleau et tendue à l'aide d'un ressort. Ce ressort

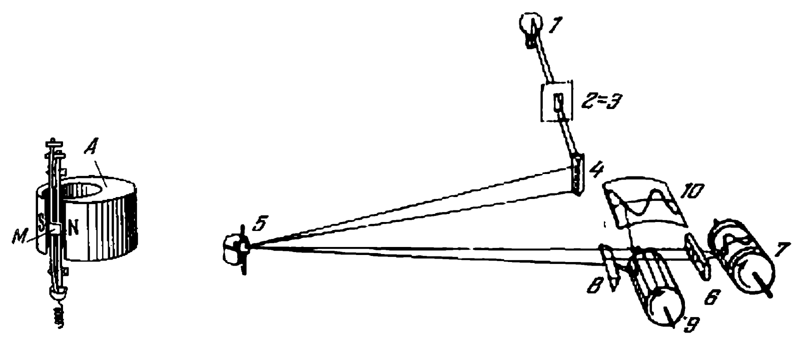


Fig. 12-52. Vibrateur d'un oscillographe magnéto-électrique

Fig. 12-53. Schéma du système optique d'un oscillographe

crée la force directrice du système. Au milieu de la boucle est fixé un petit miroir. Grâce à la grande force directrice et à la très faible masse de l'équipage mobile la fréquence propre de ses oscillations est suffisamment grande (2 à 12 kHz). Tant que la fréquence des oscillations étudiées est de beaucoup inférieure à la fréquence propre de la boucle les déviations de cette dernière sont proportionnelles au courant mesuré.

La boucle de l'oscillographe est branchée dans le circuit du courant à étudier et l'action du champ magnétique constant sur ce courant crée un couple déviateur proportionnel à la valeur instantanée du courant dans la boucle. Sous l'action de ce couple en courant alternatif la boucle oscille rapidement; la déviation est proportionnelle aux variations du courant alternatif.

On peut rendre ces oscillations visibles à l'aide du système optique de l'oscillographe (fig. 12-53). Le faisceau lumineux provenant d'une source très brillante *1* (lampe ou arc électrique) en traversant la lentille *2*, la fente *3* et le prisme *4*, tombe sur le miroir du vibrateur *5* sous forme d'une bande très étroite ; réfléchi par le miroir de l'équipage mobile ce rayon passe par une lentille collectrice *6* et donne sur le papier sensible *7* l'image de la fente sous forme d'un petit point clair. Si la boucle oscille ce point se présente sous la forme d'une bande claire ; et pour que cette dernière devienne une courbe on fait tourner le papier à vitesse constante dans le sens perpendiculaire aux oscillations du miroir. De cette façon le faisceau oscillant impressionne le papier ; ce sera la courbe des variations du courant dans le temps.

On peut observer à l'écran des phénomènes périodiques. A cet effet l'oscillographe est doté du dispositif suivant : une partie du faisceau lumineux traverse la lentille *8* et est dirigée sur un polyèdre de miroirs *9* et depuis ce dernier elle est réfléchie sur l'écran mat *10*. Le polyèdre de miroirs est actionné par un petit moteur synchrone alimenté en courant alternatif de même fréquence que le courant à étudier (provenant généralement de la même source). Grâce à la rotation au synchronisme du polyèdre de miroirs à chaque phase du courant alternatif pendant chaque période correspondront les mêmes angles d'incidence et de réflexion du rayon lumineux provenant du miroir oscillant. Il en résulte que pendant chaque période consécutive le spot décrira sur l'écran la même courbe du courant dans un système de coordonnées rectangulaire $\alpha = F(i, t)$; une telle superposition répétée de l'image lumineuse la rend bien visible sur l'écran.

Pour relever des courbes de tension on dote la boucle de l'oscillographe d'une résistance additionnelle ; pour relever les courbes de courant on les dote d'un shunt. Un oscillographe a généralement plusieurs vibrateurs, ce qui permet de relever simultanément les courbes de plusieurs tensions et de plusieurs courants ; par exemple, l'oscillographe МПО2 fabriqué en U.R.S.S. est doté de 8 vibrateurs.

12-14. Principes de mesure électrique des grandeurs non électriques

Nous avons indiqué les grands avantages de l'électrification des appareils de mesure. Voyons les principaux avantages propres aux méthodes électriques de mesure des grandeurs non électriques : 1) automatisation de la mesure et le fait qu'un appareil électrique est toujours prêt à être utilisé ; 2) facilité de transmettre les indications à grande distance ; 3) possibilité de reproduire instantanément la valeur changeante d'une grandeur mesurée (surtout à l'aide d'appa-

reils électroniques) ; 4) possibilité d'utiliser directement les résultats de mesure pour des opérations mathématiques (addition, soustraction, multiplication, division, intégration et différenciation) ; 5) large gamme de mesures. Ces avantages et d'autres, ainsi que l'emploi toujours plus poussé de l'automatisation, font que les appareils électriques destinés à mesurer des grandeurs non électriques sont utilisés de plus en plus. A l'heure actuelle on peut trouver ces appareils à bord des avions, dans les chaufferies, dans les automobiles, sur les machines-outils, sur les métiers à tisser, etc.

Les principaux éléments d'un dispositif électrique pour la mesure des grandeurs non électriques sont : le capteur, les ensembles intermédiaires spéciaux et le dispositif de mesure proprement dit.

Le *capteur* (ou le transmetteur) transforme la grandeur non électrique en grandeur électrique (par exemple, la variation de température à mesurer influe sur la résistance du capteur). Les propriétés caractéristiques d'un capteur sont : son pouvoir de résolution et sa sensibilité. On appelle *pouvoir de résolution* d'un capteur la gamme de travail de la grandeur non électrique mesurée, c'est-à-dire les limites entre lesquelles l'erreur introduite par le capteur est encore admissible. On appelle *sensibilité* S d'un capteur le rapport de la variation de la grandeur électrique y (à la sortie du capteur) à la variation correspondante de la grandeur non électrique x qui agit sur le capteur (par exemple le rapport de la variation de la résistance à la variation de la température) ou plus précisément c'est la dérivée partielle :

$$S = \frac{\partial y}{\partial x}.$$

On utilise différents principes de fonctionnement des capteurs en fonction de la nature des grandeurs physiques mesurées. Dans de nombreux dispositifs pour la mesure électrique des grandeurs non électriques on utilise des capteurs dans lesquels une variation de la grandeur non électrique provoque une variation de la résistance. Ils sont appelés *capteurs à résistance*. Voyons quelques exemples de capteurs de ce type. La fig. 12-54 donne le schéma d'un capteur à résistance (dit potentiométrique) dans un dispositif pour la mesure électrique du niveau d'un liquide. Le flotteur placé dans un réservoir à contrôler commande par l'intermédiaire d'une transmission mécanique le contact mobile d'un rhéostat et en fonction du niveau du liquide fait changer le rapport des résistances branchées dans les circuits de deux bobines du logomètre électromagnétique dont le noyau a la forme d'une faucille et qui fait partie de l'indicateur de niveau. Les courants I_1 et I_2 qui dépendent de la position du flotteur passent par deux bobines fixes en créant deux couples qui s'opposent. Chacun de ces couples tend à mettre le noyau ferromagnétique de façon que le milieu de la faucille coïncide avec le milieu

de la bobine correspondante. Mais au fur et à mesure que le noyau s'approche de cette position le couple qui le déplace diminue et le second couple qui s'oppose au déplacement augmente et pour une certaine position du noyau les couples s'équilibrent. Comme il résulte de l'expression (12-8) chacun des deux couples de l'appareil électromagnétique est proportionnel au carré de l'intensité du courant et, par conséquent, au carré de la tension de la source du courant. Mais la variation de cette tension influe d'une manière identique sur les

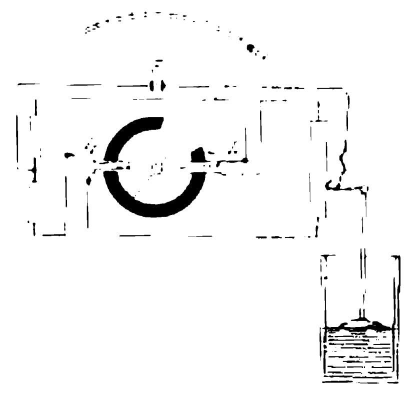


Fig. 12-54. Schéma d'un indicateur de niveau à capteur à résistance et à logomètre électromagnétique

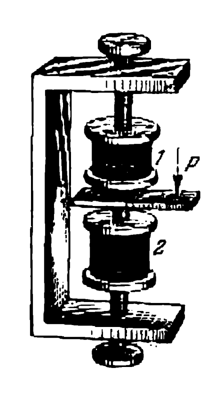


Fig. 12-55. Capteur à deux piles de disques de charbon

deux couples et par conséquent ne fait pas changer la position de l'équipage mobile. L'échelle du logomètre est étalonnée directement pour mesurer le niveau du liquide dans le réservoir.

Le capteur à résistance à deux piles de disques de charbon *1* et *2* (fig. 12-55) est utilisé pour mesurer la pression P. La pression exercée sur ces piles de disques modifie la résistance de ces dernières. La force à mesurer P agit sur un levier mobile ; d'une part elle diminue la pression dont est l'objet la pile supérieure *1* (sa résistance augmente) et augmente d'autre part la pression exercée sur la pile inférieure *2* (sa résistance diminue). Les piles peuvent être branchées comme deux branches d'un pont de mesure. La variation de leur résistance provoque la variation du courant dans la diagonale du pont où l'on a placé l'appareil de mesure électrique. Ce dernier peut être étalonné directement en unités de pression. Les capteurs de ce type sont de construction simple. Ils permettent de faire passer par la pile de disques de charbon des courants de forte intensité, possèdent une grande sensibilité et permettent de mesurer des pressions variant rapidement. Ils sont également utilisés dans les dispositifs de régulation automatique (chapitre 20).

Un capteur à résistance (tensiomètre) (fig. 12-56) sert à mesurer les déformations dans différentes pièces. Il est fabriqué en fil de 20 à 30 microns de diamètre, à grande résistivité (on utilise souvent le constantan: Cu 59%, Ni 40%, Mn 1%). Ce fil est collé sur du papier à l'aide d'une colle spéciale. Le capteur est collé sur la pièce dont il faut mesurer la déformation. La résistance de ce capteur lors de la déformation varie non seulement par suite du changement des dimensions (de la longueur et de la section) mais aussi par suite du changement de la structure du matériau.

Un capteur à résistance à tube annulaire (fig. 12-57) est souvent utilisé pour transmettre les indications des appareils de mesure non

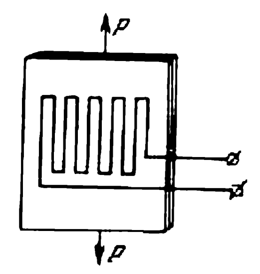



Fig. 12-56. Tensiomètre à fil

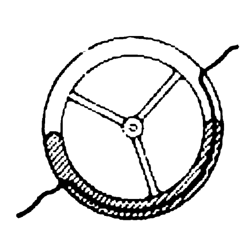


Fig. 12-57. Capteur à résistance à tube annulaire

électriques. Sa partie principale est constituée par un tube de verre soudé dans lequel est placée une résistance en fil de platine iridié. Environ la moitié du tube est remplie de mercure. En fonction de la position du tube, le mercure court-circuite une partie plus ou moins grande du fil de la résistance. Les variations de la résistance du fil sont mesurées par des méthodes électriques. Ce capteur est très commode pour la transmission de grands déplacements angulaires.

Le *capteur à induction* (capteur *L*) peut être utilisé à condition d'alimenter le dispositif de mesure en courant alternatif. Dans l'ensemble cet appareillage de mesure est plus compliqué que celui d'un capteur à résistance mais le capteur à induction a plusieurs avantages précieux. La fig. 12-58 donne le schéma de connexions et l'aspect extérieur (sans boîtier) d'un indicateur de niveau à induction. Les deux bobines *1* et *2* du capteur sont enroulées sur un tube *4* à parois épaisses. A l'intérieur du tube un flotteur déplace un noyau ferromagnétique *3*, ce qui augmente l'inductance d'une bobine et réduit l'inductance de l'autre. Il en résulte que l'équilibre du pont à courant alternatif dont les bobines *1* et *2* forment deux branches est perturbé. Par conséquent, dans la diagonale du pont de l'appareil

de mesure G naît un courant dont la valeur dépend du déplacement du noyau *3*. On peut donc étalonner l'appareil G et lire directement le niveau du liquide. Ce dispositif est très commode pour les chaudières à haute pression car le couplage dans le capteur est purement inductif et ne diminue pas l'étanchéité de la chaudière.

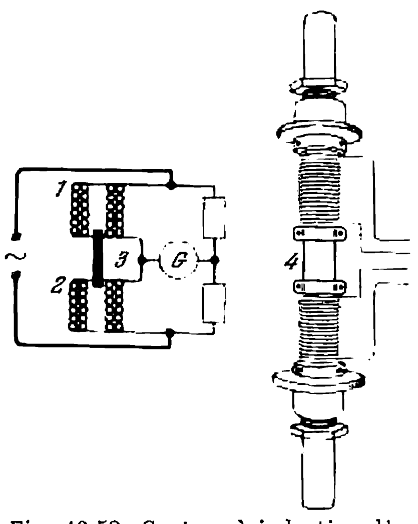


Fig. 12-58. Capteur à induction d'un indicateur de niveau

Les *capteurs capacitifs* (capteurs C) sont utilisés pour mesurer de faibles déplacements et dimensions. La fig. 12-59 donne le schéma d'un capteur capacitif servant à mesurer l'épaisseur du ruban R. Ce ruban se déplace entre les armatures d'un condensateur plan en remplissant une partie de l'intervalle d'air entre les plaques P. Un tel système est un condensateur avec diélectrique stratifié (§ 6-4). Une modification de l'épaisseur du ruban fait subir à la capacité totale du système des variations que l'on mesure et enregistre par voie électrique ou qui agissent sur un dispositif de signalisation qui marque les écarts de l'épaisseur du ruban dépassant les limites de tolérances ou bien qui fait arrêter automatiquement le mécanisme d'avance du ruban aussitôt que l'épaisseur de ce dernier dépasse les limites admissibles.

La fig. 12-60 donne le principe d'un autre capteur capacitif pour les mesures de faibles dimensions (micrométriques). La tige de contact K de la partie inférieure du dispositif, en se déplaçant, modifie la capacité du condensateur à air C placé dans le corps du capteur.

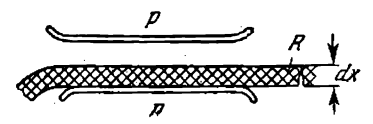


Fig. 12-59. Capteur capacitif servant à mesurer l'épaisseur du ruban R

Les réacteurs atomiques permettent d'obtenir facilement des substances radioactives artificielles. Ces dernières sont largement utilisées dans l'industrie et en médecine. On a créé ainsi de nombreuses versions des *capteurs à ionisation*. Dans un tel capteur on utilise

les propriétés d'un espace gazeux ionisé par le rayonnement d'une substance radioactive. Le schéma de principe d'un tel capteur est indiqué fig. 12-61. Le courant dans le circuit de mesure est créé par une batterie auxiliaire E_{aux}. Le capteur D est constitué par deux électrodes entre lesquelles se trouve l'espace gazeux qui subit l'influence d'une source de rayonnement radioactif SR. Si l'espace

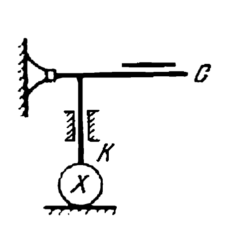


Fig. 12-60. Schéma d'un micromètre capacitif

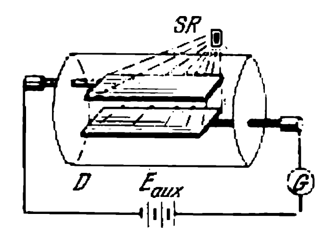


Fig. 12-61. Schéma de principe d'un capteur à ionisation

gazeux n'est pas ionisé, il joue le rôle d'isolant qui pratiquement ne laisse pas passer le courant. Si l'espace gazeux est ionisé, le courant électrique passera; son intensité dépendra de l'intensité de l'ionisation, de la distance entre les électrodes du capteur et des

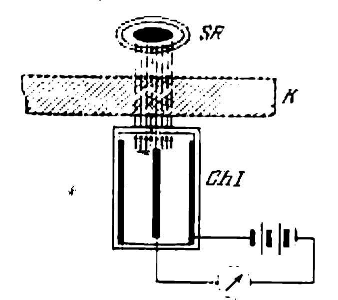


Fig. 12-62. Mesureur d'épaisseur à ionisation

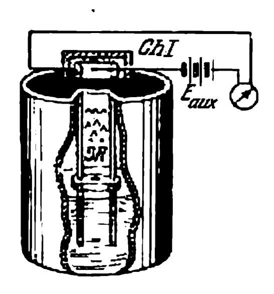


Fig. 12-63. Indicateur de niveau à ionisation

caractéristiques du gaz se trouvant entre celles-ci. Cela permet d'utiliser le capteur pour mesurer la concentration et la pression d'un gaz ainsi que pour mesurer les distances et les déplacements.

La fig. 12-62 donne le schéma d'utilisation d'un capteur à ionisation pour mesurer l'épaisseur de différents produits. Ici SR est l'ampoule avec la substance radioactive, ChI est la chambre d'ionisation, K la paroi de l'article dont on mesure l'épaisseur. Plus cette paroi est épaisse moins l'action ionisante de l'ampoule SR sur la chambre ChI se fait sentir et plus le courant passant par cette chambre est petit. La fig. 12-63 donne le schéma d'un indicateur de niveau à ionisation.

L'ampoule est placée sur un flotteur à l'intérieur du réservoir et la chambre d'ionisation se trouve au-dessus de ce dernier. De tels appareils conviennent bien si l'on mesure le niveau d'un liquide à l'intérieur d'un réservoir travaillant à haute pression (jusqu'à 7 000 atm) et à haute température (jusqu'à 2 500° C).

Ce n'est que dans les dispositifs les plus simples que la grandeur électrique est mesurée directement à la sortie du capteur. Souvent toute une série d'éléments intermédiaires entre les capteurs et les appareils de mesure est nécessaire.

Les variations d'une grandeur électrique peuvent être trop petites pour être mesurées directement. Ceci se rapporte, par exemple, à un capteur capacitif ou à un tensiomètre. Dans ce cas un amplificateur à lampes électroniques est nécessaire (§ 18-2).

Si la grandeur mesurée doit être transmise à une distance relativement grande il est souvent rationnel d'utiliser un élément intermédiaire qui transforme la grandeur électrique obtenue à la sortie du capteur en une autre grandeur électrique dont la transmission à grande distance est effectuée de façon plus simple et avec distorsion moindre ; par exemple, la variation de l'inductance peut être transformée en variations de fréquence d'un courant alternatif.

Dans certains cas il est nécessaire d'éliminer l'influence des variations de la tension de la source de courant, par exemple, pour un capteur à induction (fig. 12-58). L'utilisation du principe du logomètre permet d'éliminer cette influence. Si pour une raison quelconque l'utilisation du principe du logomètre n'est pas rationnelle, par exemple, par suite de la précision insuffisante de l'appareil à aiguille, il faut utiliser un stabilisateur de tension. C'est un dispositif électrique qui maintient constante la tension aux bornes du récepteur quelles que soient les fluctuations de la tension de la source. A l'heure actuelle on utilise des stabilisateurs de tension à ferrorésonance, ioniques et électroniques.

Dans les cas les plus simples on utilise pour la mesure électrique des grandeurs non électriques un appareil à lecture directe mais dans de nombreux cas il faut se servir d'appareils de mesure compliqués, tels que des compensateurs automatiques (§ 18-8) ou autres.

Evidemment, les appareils décrits ci-dessus sont indiqués à titre d'exemples ; dans chaque branche de la technique on utilise actuellement un appareillage spécial pour la mesure électrique des grandeurs non électriques.

Chapitre XIII

TRANSFORMATEURS

13-1. Définitions fondamentales

Le transformateur est un appareil électromagnétique statique dont le fonctionnement est basé sur le phénomène d'induction mutuelle (§ 5-5). Le courant alternatif d'une tension y est transformé en courant alternatif de même fréquence mais de tension différente. Un transformateur possède plusieurs enroulements (deux au moins) isolés l'un de l'autre. L'enroulement connecté à la source d'énergie est appelé enroulement *primaire*, l'autre enroulement qui fournit de l'énergie à un circuit extérieur est appelé enroulement *secondaire*.

Afin d'améliorer le couplage magnétique entre les enroulements ces derniers sont enroulés sur un circuit magnétique commun en tôles d'acier. Pour une fréquence supérieure à 20 kHz, il n'est pas rationnel d'utiliser un noyau de fer par suite de grandes pertes dans le fer et du déplacement du flux magnétique vers la surface du noyau (§ 10-2) ; pour cette raison pour les hautes fréquences on fabrique des *transformateurs sans noyau*. L'étude de ces derniers dépasse le cadre de notre cours.

Le transformateur est placé dans un bac rempli d'huile minérale pour améliorer son refroidissement et son isolement. C'est le transformateur dans l'huile (fig. 13-1).

Les transformateurs sont généralement monophasés ou triphasés.

Si la tension primaire U_1 aux bornes de l'enroulement primaire est inférieure à la tension secondaire U_2, le transformateur est dit *élévateur* ; dans le cas contraire ($U_1 > U_2$) il est dit *abaisseur*. Conformément à la valeur relative de la tension nominale on distingue l'*enroulement haute tension* (HT) et l'*enroulement basse tension* (BT).

Selon les normes soviétiques on indique sur la plaque signalétique d'un transformateur les grandeurs nominales suivantes : la puissance apparente, les tensions composées, les courants composés à puissance nominale, la fréquence, le nombre de phases, le schéma et le couplage (§ 13-13), la tension de court-circuit (§ 13-9), le service (continu ou temporaire) et le mode de refroidissement.

La fig. 13-2 donne les principaux symboles des transformateurs.

L'une des tâches principales de l'électrotechnique est la transmission de l'énergie depuis les endroits où il existe des réserves naturelles bon marché de cette énergie (chutes d'eau, tourbe, charbon)

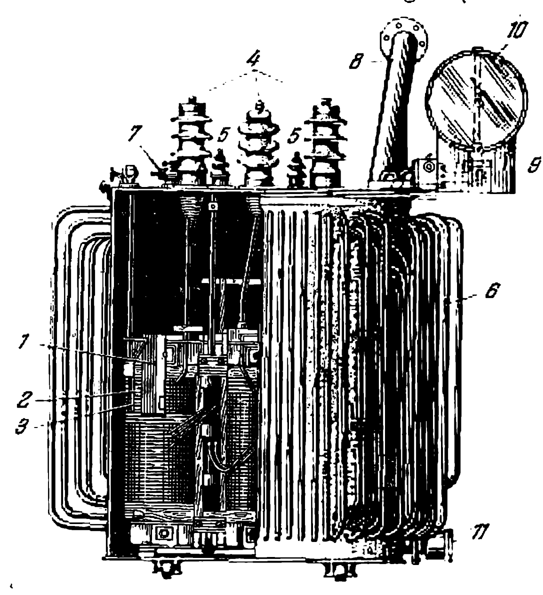


Fig. 13-1. Transformateur triphasé à bain d'huile à cuve avec tubes (coupe partielle) :

1 — circuit magnétique en tôle d'acier ; *2* — enroulement basse tension (BT) (vue en coupe) ; *3* — enroulement haute tension (HT) entourant l'enroulement basse tension (vue en coupe). Plus bas et sur la colonne médiane du circuit magnétique on voit les bobines non coupées de l'enroulement haute tension ; *4* — isolateurs de traversée de l'enroulement haute tension (HT) ; *5* — isolateurs de traversée de l'enroulement basse tension (BT) ; *6* — cuve avec tubes pour refroidissement à l'huile ; *7* — robinet de remplissage d'huile ; *8* — tuyau d'échappement des gaz ; *9* et *10* — conservateur pour l'huile et relais Buchholz ; *11* — robinet de vidange

jusqu'aux endroits où se trouve le consommateur. Pour une même puissance transmise plus la tension de la ligne de transport est élevée,

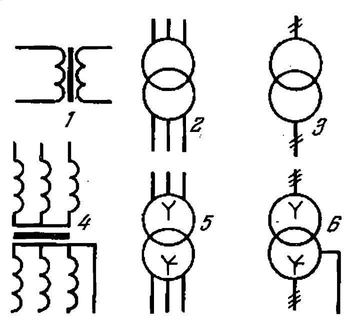


Fig. 13-2. Symboles graphiques des transformateurs

plus faible sera le courant donc plus petite sera la section des conducteurs. De cette façon un transport économique d'énergie électrique à grandes distances ne peut être réalisé qu'à haute tension. Mais dans une centrale il serait difficile de produire directement l'énergie électrique à la tension nécessaire pour la transporter à des centaines de kilomètres, et l'utilisation de l'énergie sous de pareilles tensions

serait encore plus difficile. Il est donc indispensable de transformer le courant électrique de basse tension et de forte intensité en courant électrique de haute tension et d'intensité réduite, ou vice versa. A l'heure actuelle ce problème n'est résolu simplement et économiquement qu'en courant alternatif à l'aide des transformateurs.

Durant son transport de la centrale électrique au consommateur, l'énergie électrique est dans la majorité des cas transformée au moins trois fois (fig. 13-3). Dans la centrale un générateur de courant alternatif (alternateur) fournit un courant de haute tension (6 à 30 kV). Mais cette tension est insuffisante pour transporter l'énergie à grande distance et pour cette raison la centrale est reliée à la ligne

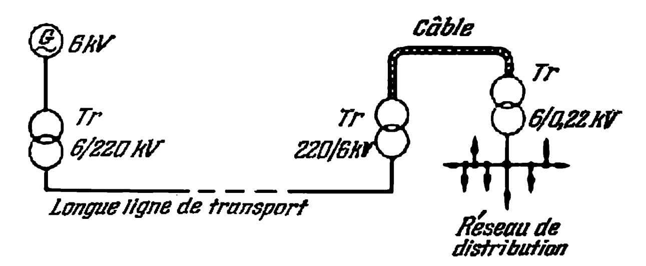


Fig. 13-3. Schéma d'alimentation en énergie électrique

de transport par un transformateur qui élève la tension jusqu'à la valeur de 100 à 500 kV. Plus la ligne est longue plus cette tension doit être élevée. A cette haute tension, l'énergie électrique est transportée à l'endroit de consommation, dans un centre industriel par exemple. Dans un faubourg, dans un poste de transformation, la tension est abaissée jusqu'à la valeur de 6 à 10 kV permettant d'utiliser des câbles souterrains. L'énergie est transmise par un tel câble au point de consommation où elle est transformée pour la troisième fois et le consommateur peut alors l'utiliser à basse tension (127 ou 220 V).

La fig. 13-3 donne un schéma de transport d'énergie sur lequel les trois phases d'un système triphasé sont représentées par un seul trait. Ce schéma simplifié montre que la puissance totale des transformateurs doit être trois fois supérieure à la puissance totale de tous les alternateurs installés dans les centrales, ce qui fait comprendre l'importance exceptionnelle des transformateurs dans le système moderne d'alimentation en énergie électrique.

13-2. Principe de fonctionnement d'un transformateur

Nous étudierons surtout le transformateur monophasé à noyau de fer et à deux enroulements. Les phénomènes qui y ont lieu et les

19—1250

relations électriques peuvent être considérés comme propres à tous les transformateurs.

La tension u_1 (fig. 13-4) appliquée aux bornes de l'enroulement primaire crée dans ce dernier un courant alternatif i_1. Comme pour le cas d'une bobine à noyau de fer (§ 10-2) le courant crée dans le

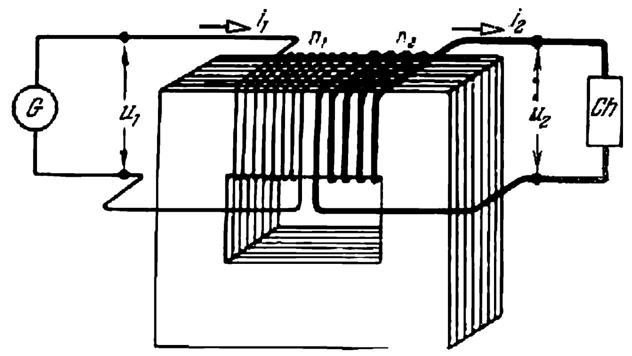


Fig. 13-4. Schéma d'un transformateur à deux enroulements et à noyau de fer

noyau du transformateur un flux magnétique variable Φ. La variation périodique de ce flux fait qu'il induit dans les deux enroulements du transformateur les forces électromotrices suivantes :

$$e_1 = -n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{et} \quad e_2 = -n_2 \frac{d\Phi}{dt},$$

où n_1 et n_2 sont respectivement le nombre de spires de l'un et de l'autre enroulement. Il en résulte que le rapport des forces électromotrices induites dans les enroulements est égal au rapport des nombres de spires de ces enroulements :

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{n_1}{n_2}.$$

Les valeurs efficaces des forces électromotrices sont liées à la valeur maximale du flux du transformateur par les mêmes équations que dans une bobine ; on a :

$$E_1 = 4{,}44 n_1 f \Phi_M, \qquad (13\text{-}1)$$

$$E_2 = 4{,}44 n_2 f \Phi_M. \qquad (13\text{-}2)$$

On peut donc écrire que le rapport des forces électromotrices efficaces d'un transformateur est aussi égal au rapport des nombres de spires de ses enroulements :

$$E_1 : E_2 = n_1 : n_2 = k_{1\,2}. \qquad (13\text{-}3)$$

Ce rapport est appelé *rapport de transformation.*

Le rendement d'un transformateur est relativement très grand (de l'ordre de 98 %), ce qui permet à charge nominale de considérer la puissance primaire reçue par le transformateur et la puissance secondaire rendue par lui à peu près comme égales, c'est-à-dire que $p_1 \approx p_2$ ou $u_1 i_1 \approx u_2 i_2$, donc on a :

$$i_1 : i_2 \approx u_2 : u_1 \approx n_2 : n_1.$$

Ce rapport des valeurs instantanées du courant et de la tension est également valable pour les valeurs maxima et par conséquent pour les valeurs efficaces :

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{n_2}{n_1} \approx \frac{U_2}{U_1}, \tag{13-4}$$

c'est-à-dire que le rapport des courants dans les enroulements d'un transformateur à charge voisine de la charge nominale peut être considéré comme l'inverse du rapport des tensions et des nombres de spires des enroulements correspondants.

Pendant le fonctionnement d'un transformateur, le rôle des forces électromotrices dans ses enroulements primaire et secondaire est bien différent. La force électromotrice e_1 induite dans l'enroulement primaire s'oppose à la variation du courant i_1. Cette force électromotrice est presque en opposition de phase avec la tension u_1. Comme dans le cas d'un circuit comprenant une inductance (§ 7-7), le courant dans l'enroulement primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{u_1 + e_1}{R_1},$$

où R_1 est la résistance pure de l'enroulement primaire. On obtient ainsi la valeur instantanée de la tension primaire :

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} + R_1 i_1. \tag{13-5}$$

Cette équation représente la *condition de l'équilibre électrique* : la tension u_1 appliquée aux bornes de l'enroulement primaire est toujours équilibrée par la force électromotrice e_1 et par la chute de tension dans la résistance pure de l'enroulement (le deuxième terme est relativement très petit).

Les conditions existant dans le circuit secondaire sont bien différentes. Le courant i_2 y est créé par la force électromotrice e_2 qui joue le rôle d'une force électromotrice de la source du courant et lorsque la charge R_{ch} dans le circuit secondaire est purement ohmique ce courant sera :

$$i_2 = \frac{e_2}{R_2 + R_{ch}},$$

où R_2 est la résistance pure de l'enroulement secondaire *.

* Pour le moment nous ne tenons pas compte de la réactance inductive des enroulements primaire et secondaire, liée à l'existence d'une dispersion magnétique dont nous parlerons plus tard.

En première approximation, l'action du courant secondaire i_2 sur le circuit primaire du transformateur peut être décrite de façon suivante.

Le courant i_2, en circulant dans l'enroulement secondaire, tend à créer dans le noyau du transformateur un flux magnétique déterminé par la force magnétisante $n_2 i_2$. D'après la loi de Lenz le sens de ce flux doit être opposé à celui du flux principal, autrement dit le courant secondaire tend à diminuer le flux magnétique qui l'induit. Mais une telle diminution du flux magnétique principal Φ détruirait l'équilibre électrique : $u_1 = R_1 i_1 + n_1 \frac{d\Phi}{dt}$ et u_1 serait prédominante. Pour cette raison simultanément avec l'apparition du courant secondaire, le courant primaire augmente de manière à compenser l'action démagnétisante du courant secondaire et donc à conserver l'équilibre électrique. Chaque variation du courant secondaire provoque donc une variation correspondante du courant primaire; grâce à la valeur relativement faible de la composante $R_1 i_1$ le courant de l'enroulement secondaire n'influe presque pas sur la valeur maximale et la nature de la variation dans le temps du flux magnétique principal. On peut donc considérer la valeur maximale de ce flux Φ_M comme pratiquement constante. Cette constance de Φ_M est caractéristique pour le régime du transformateur dont la tension U_1 appliquée aux bornes de l'enroulement primaire reste constante.

13-3. Marche à vide d'un transformateur

Lorsqu'une tension nominale U_1 est appliquée à l'enroulement primaire du transformateur, le circuit secondaire étant ouvert, le *transformateur marche à vide*. Dans ces conditions le fonctionnement du transformateur ne diffère pratiquement pas de celui d'une bobine à noyau de fer. Le diagramme vectoriel (fig. 13-5) est presque identique au diagramme correspondant d'une bobine à noyau de fer avec cette différence que certaines désignations ont été changées et que le vecteur $\dot{E}_2$ a été ajouté.

Le courant à vide I_0 du transformateur, en passant par l'enroulement primaire, crée dans le noyau par sa force magnétisante $n_1 I_0$ un flux magnétique Φ et un flux de dispersion primaire Φ_{d1} qui se ferme entièrement ou partiellement dans l'air en dehors de l'enroulement secondaire. Pour les mêmes raisons que pour une bobine, on peut considérer le flux dans le noyau comme sinusoïdal lorsque la tension u_1 aux bornes de l'enroulement est sinusoïdale ; par conséquent $\Phi = \Phi_M \sin \omega t$. Ce flux induit dans les enroulements du transformateur une force électromotrice

$$e_1 = -n_2 \frac{d\Phi}{dt} = \omega n_1 \Phi_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

et

$$e_2 = -n_1 \frac{d\Phi}{dt} = \omega n_2 \Phi_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

c'est-à-dire que les deux forces électromotrices sont déphasées d'un quart de période en arrière sur le flux qui les induit. Le flux de dispersion primaire Φ_{d1} induit dans l'enroulement primaire une force électromotrice e_{d1}. On peut admettre que la valeur instantanée du courant i_0 dans l'enroulement primaire est déterminée par l'action commune de la tension et des deux forces électromotrices qui y sont induites par les flux magnétiques, d'où :

$$i_0 = \frac{u_1 + e_1 + e_{d1}}{R_1}$$

(R_1 est la résistance de l'enroulement primaire) ou

$$u_1 = (-e_1) + R_1 i_0 + (-e_{d1}).$$

A l'équation algébrique pour les valeurs instantanées des grandeurs sinusoïdales correspond une équation vectorielle pour les valeurs efficaces

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + R_1 \dot{I}_0 + (-\dot{E}_{d1}).$$

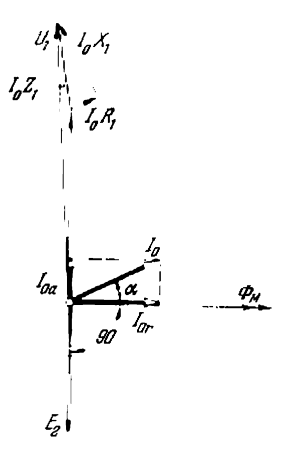


Fig. 13-5. Diagramme vectoriel d'un transformateur à vide

Comme pour la bobine (§ 10-5), la tension $(-\dot{E}_{d1})$ peut être exprimée par le produit du courant $\dot{I}_0$ par la réactance inductive constante de dispersion de l'enroulement primaire jX_1, c'est-à-dire que $-\dot{E}_{d1} = jX_1 \dot{I}_0$, et enfin l'équation de la tension primaire sera :

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_0 (R_1 + jX_1) = (-\dot{E}_1) + Z_1 \dot{I}_0, \tag{13-6}$$

où $Z_1 = R_1 + jX_1$ est appelé l'*impédance intérieure de l'enroulement primaire*.

Il est commode de commencer la construction du diagramme vectoriel par le vecteur Φ_M du flux magnétique dans le noyau. Le courant I_0 n'est pas sinusoïdal mais, comme pour la bobine à noyau de fer, afin de simplifier les relations, nous le remplaçons par un courant sinusoïdal équivalent (§ 10-3) et construisons son vecteur qui est en avance sur le vecteur du flux de l'angle de retard magnétique α. Les deux vecteurs des forces électromotrices $\dot{E}_1$ et $\dot{E}_2$

sont en retard de 90° sur le flux Φ_M. Enfin, pour déterminer $\dot{U}_1$ nous nous servons de l'équation de tension (13-6) ; nous construisons le vecteur $(-\dot{E}_1)$ directement opposé à $\dot{E}_1$ et nous lui ajoutons le vecteur $R_1\dot{I}_0$ dirigé parallèlement à $\dot{I}_0$ et le vecteur $X_1\dot{I}_0$ qui est en avance de 90° sur $\dot{I}_0$. Le vecteur de la chute de tension intérieure totale $Z_1\dot{I}_1$ ferme le triangle rectangle de la chute de tension intérieure dont les côtés sont formés par les chutes de tensions active et réactive.

Mais le diagramme vectoriel de la marche à vide que nous venons de construire indique de façon exacte seulement les relations qualitatives. Lors de la construction d'un tel diagramme pour un transformateur réel avec observation des relations quantitatives, le triangle de chute de tension intérieure sera transformé presque en un point. Un transformateur est calculé de façon que pour la pleine charge la chute de tension intérieure Z_1I_1 soit égale à quelques pour cent de U_1. A son tour le courant à vide I_0 constitue seulement de 10 à 3% du courant primaire nominal (d'autant moins que le transformateur est plus puissant) ; de cette façon la grandeur Z_1I_0 est relativement minime. Cela est utilisé pour déterminer le rapport de transformation en partant de l'essai à vide. Lors de la marche à vide la tension primaire U_1 est pratiquement égale en valeur (et opposée en phase) à la force électromotrice E_1. Par suite de l'absence de courant dans l'enroulement secondaire la tension secondaire U_{20} est égale à la force électromotrice E_2 induite par le flux dans cet enroulement. De cette façon lors de la marche à vide on peut considérer les tensions comme pratiquement égales aux forces électromotrices correspondantes et, en partant de leur rapport, trouver le *rapport de transformation*

$$k_{12} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_1}{U_{20}}. \qquad (13\text{-}7)$$

Sur les plaques signalétiques des transformateurs ce rapport est indiqué sous la forme du rapport de tensions nominales du transformateur à vide ; par exemple « 6 000/230 V ». Puisque le même transformateur peut fonctionner comme transformateur abaisseur et comme transformateur élévateur on indique généralement sur la plaque signalétique le rapport de transformation sous la forme du rapport de la haute tension à la basse tension.

Pour les valeurs données de la tension U_{20} et de la section S du noyau, il est facile de déterminer approximativement le nombre de spires des enroulements du transformateur en partant du fait que $U_{20} = E_2 = 4{,}44\, n_2 f\, SB_M$, d'où

$$n_2 = \frac{U_{20}}{4{,}44 f S B_M}.$$

La valeur de l'induction B_M est choisie de manière à utiliser de façon la plus rationnelle possible le matériau du noyau. Pour une faible induction le fer n'est pas utilisé entièrement, pour une grande induction les pertes dans le fer sont élevées et le courant magnétisant est fort, ce qui rend le cos φ de l'installation plus mauvais. Pour des transformateurs on choisit l'induction B_M de façon qu'elle soit comprise entre 1 et 1,4 T (c'est-à-dire de 10 000 à 14 000 Gs) ; elle est d'autant plus grande que le transformateur est plus puissant et que son refroidissement est plus intense.

Le courant à vide I_0 du transformateur est calculé de la même façon que pour la bobine à noyau de fer (§ 10-4) ; la composante réactive I_{0r} est déterminée par calcul du circuit magnétique du transformateur et la composante active I_{0a} est calculée en tenant compte des pertes dans le fer du noyau. Dans la plupart des cas la composante active est inférieure à un dixième du courant I_0 et pour cette raison elle influe peu sur la valeur efficace de ce courant

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}.$$

On peut donc avec une très faible erreur de l'ordre de 0,5 % déterminer la valeur efficace du courant à vide en partant du calcul de sa composante réactive.

La puissance absorbée par le transformateur lors de la marche à vide est dépensée pour compenser les pertes dans le fer et les pertes dans le cuivre de l'enroulement primaire $R_1I_0^2$. Les pertes dans le cuivre de l'enroulement d'un transformateur *à pleine charge* sont de 2 à 0,25% (elles sont d'autant plus petites que le transformateur est plus puissant). Lors de la marche à vide, par suite de la petitesse relative de I_0, elles sont négligeables par rapport aux pertes dans le fer. Toute la puissance d'un transformateur marchant à vide est donc pratiquement dépensée en pertes dans le fer. Pour cette raison, l'essai à vide sert également à déterminer les *pertes dans le fer du transformateur*.

13-4. Les courants dans les enroulements d'un transformateur en charge

La tension primaire d'un transformateur ne dépend pratiquement pas de la charge.

Lorsque l'enroulement secondaire est fermé sur une certaine charge Z_{ch} il y naît un courant I_2 dont la force magnétisante n_2I_2 tend à diminuer le flux dans le noyau et par conséquent à réduire E_1. Mais par là même l'équilibre électrique est rompu. Pour cette raison la force magnétisante n_1I_1 augmente de façon que l'équilibre électrique soit conservé, donc que le flux dans le noyau (sa valeur maximale Φ_M) reste pratiquement constant. A cette valeur du flux

correspond une valeur constante de la force magnétisante qui est la même pour le transformateur en charge ou à vide.

De cette façon dans un transformateur en charge le flux est créé par l'action commune de la force magnétisante primaire n_1I_1 et de la force magnétisante secondaire n_2I_2. La somme vectorielle de ces forces magnétisantes peut être considérée comme pratiquement égale à une valeur constante, à la force magnétisante du courant à vide:

$$n_1\dot{I}_1 + n_2\dot{I}_2 = n_1\dot{I}_0 \qquad (13\text{-}8)$$

ou

$$n_1\dot{I}_1 = (-n_2\dot{I}_2) + n_1\dot{I}_0, \qquad (13\text{-}9)$$

c'est-à-dire que la force magnétisante du courant primaire équilibre l'action démagnétisante du courant secondaire et maintient le flux dans le noyau.

Il est facile de transformer la relation des forces magnétisantes (13-9) en celle des courants en divisant tous ses termes par n_1:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \left(-\dot{I}_2 \frac{n_2}{n_1}\right).$$

Le vecteur

$$-\dot{I}_2 \frac{n_2}{n_1} = \dot{I}'_2 \qquad (13\text{-}10)$$

est la composante du courant primaire qui équilibre l'action démagnétisante du courant secondaire. Cette grandeur est appelée *courant secondaire ramené au primaire*. De cette façon le courant primaire

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2, \qquad (13\text{-}11)$$

c'est-à-dire que le courant primaire est égal à la somme géométrique du courant à vide et du courant secondaire ramené au primaire.

Avec l'accroissement du courant secondaire depuis le zéro le courant primaire augmentera depuis la valeur du courant à vide. Pour la pleine charge le courant primaire atteint une telle valeur que le courant à vide ne forme que quelques pour cent du courant primaire. Pour cette raison, lorsqu'il s'agit de la *pleine charge*, on peut dans les calculs approximatifs négliger le courant à vide en adoptant

$$\dot{I}_1 \approx \dot{I}'_2,$$

d'où

$$I_1 \approx I_2 \frac{n_2}{n_1}$$

ou

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{n_2}{n_1}.$$

Dans le § 13-2 nous avons déjà obtenu cette expression approchée en partant des relations énergétiques du transformateur.

13-5. Tension secondaire et dispersion magnétique secondaire

La force magnétisante n_2I_2 du courant secondaire tend à créer deux flux : un flux dans le noyau et un flux de dispersion secondaire. Le premier, dirigé contre le flux principal, est détruit par la force magnétisante n_1I_1 du courant primaire ; il ne reste que le *flux* relativement petit *de dispersion secondaire* Φ_{d2}. Ce flux se ferme entièrement ou partiellement dans l'air ou dans d'autres matériaux non

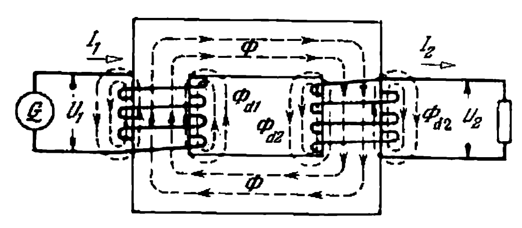


Fig. 13-6. Flux magnétiques dans un transformateur en charge

ferromagnétiques, en dehors de l'enroulement primaire et autour des spires de l'enroulement secondaire (fig. 13-6). Dans ce dernier enroulement le flux Φ_{d2} induit une petite force électromotrice $e_2 = -n_2\frac{d\Phi_{d2}}{dt}$. Si l'on considère le flux de dispersion comme étant sinusoïdal, la valeur efficace de la force électromotrice de dispersion secondaire sera

$$E_{d2} = 4,44 n_2 f \Phi_{d2M}.$$

De cette façon dans l'enroulement secondaire d'un transformateur en charge deux forces électromotrices sont induites : l'une d'elles E_2 est induite par le flux principal et l'autre E_{d2} par le flux de dispersion secondaire. Par conséquent, le courant I_2 dans l'enroulement secondaire fermé sur l'impédance Z_{ch} est créé par l'action de deux forces électromotrices :

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2 + \dot{E}_{d2}}{R_2 + Z_{ch}},$$

où R_2 est la résistance pure de l'enroulement secondaire (résistance du cuivre).

Puisque $Z_{ch}\dot{I}_2 = \dot{U}_2$ (la tension aux bornes de l'enroulement secondaire), on a :

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + R_2\dot{I}_2 + (-\dot{E}_{d2}).$$

On peut considérer le flux de dispersion secondaire, comme le flux de dispersion primaire d'ailleurs, comme directement proportionnel au courant qui le fait naître. Cela permet de remplacer $-\dot{E}_{d2} = j X_2 \dot{I}_2$; ici X_2 est la réactance inductive de dispersion secondaire, d'où

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - (R_2 + jX_2)\dot{I}_2 = \dot{E}_2 - Z_2\dot{I}_2. \qquad (13\text{-}12)$$

Dans cette expression Z_2 est l'impédance intérieure de l'enroulement secondaire et $Z_2\dot{I}_2$ la chute de tension intérieure dans l'enroulement secondaire; Z_2, comme Z_1, est une grandeur relativement constante.

13-6. Diagramme vectoriel d'un transformateur en charge

Les relations entre les tensions et les courants d'un transformateur en charge sont indiquées par son diagramme vectoriel (fig. 13-7).

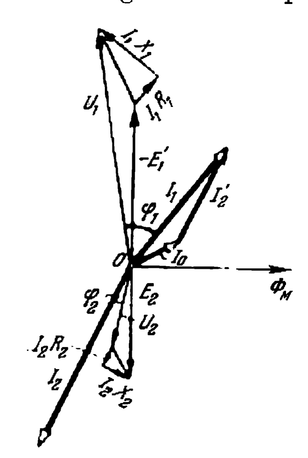


Fig. 13-7. Diagramme vectoriel d'un transformateur dont la charge comprend une résistance et une inductance

Il est commode de commencer la construction de ce diagramme par le vecteur du principal flux magnétique $\dot{\Phi}_M$. Le vecteur du courant $\dot{I}_0$ est en avance sur $\dot{\Phi}_M$ de l'angle de retard magnétique α, et la force électromotrice $\dot{E}_2$ est en retard de 90° sur le flux $\dot{\Phi}_M$ qui l'induit. Le vecteur du courant secondaire $\dot{I}_2$ est déphasé par rapport à $\dot{E}_2$ d'un certain angle ψ_2. Au cas où la charge est inductive, c'est-à-dire lorsque $Z_{ch} = R_{ch} + jX_{ch}$, cet angle sera

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{X_2 + X_{ch}}{R_2 + R_{ch}}.$$

Nous construisons $\dot{I}_2$ décalé de cet angle par rapport à $\dot{E}_2$. Pour construire le vecteur de la tension secondaire $\dot{U}_2$ nous devons retrancher de $\dot{E}_2$ la grandeur réactive $jX_2\dot{I}_2$ et la grandeur active $R_2\dot{I}_2$ (chutes de tension dans l'enroulement secondaire). Le vecteur $jX_2\dot{I}_2$ est en avance de 90° sur $\dot{I}_2$; pour le construire nous abaissons de l'extrémité de $\dot{E}_2$ une perpendiculaire sur la direction de $\dot{I}_2$ et traçons depuis la fin de $\dot{E}_2$ la valeur de

$X_2\dot{I}_2$. Par le point obtenu on trace une droite parallèle à $\dot{I}_2$ et l'on porte sur elle la valeur de $R_2\dot{I}_2$. Le vecteur $Z_2\dot{I}_2$ est l'hypoténuse du triangle de chutes de tension intérieures dans l'enroulement secondaire. De cette façon on détermine $\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - Z_2\dot{I}_2$ qui est en avance sur $\dot{I}_2$ d'un angle

$$\varphi_2 = \text{arctg}\,\frac{X_{ch}}{R_{ch}}.$$

D'autre part nous pouvons construire le vecteur du courant primaire comme étant la somme vectorielle du courant $\dot{I}_0$ et du courant secondaire rapporté $\dot{I}_2' = -\dot{I}_2\frac{n_2}{n_1}$. Ce dernier s'oppose au courant $\dot{I}_2$. Enfin on construit le vecteur de la tension primaire $\dot{U}_1$ comme sur le diagramme de marche à vide.

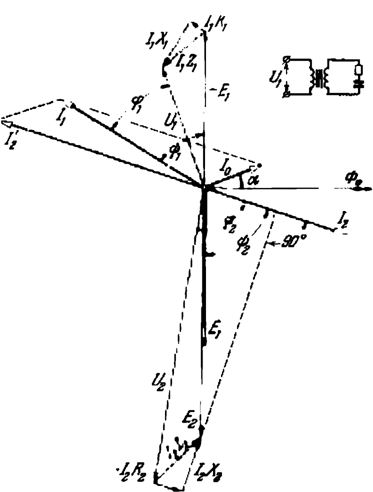


Fig. 13-8. Diagramme vectoriel d'un transformateur à charge capacitive

Au vecteur $(-\dot{E}_1)$ qui est en avance de 90° sur $\dot{\Phi}_M$ on ajoute les vecteurs des chutes de tension intérieures de l'enroulement primaire: le vecteur de la chute de tension active $R_1\dot{I}_1$ parallèle à $\dot{I}_1$ et le vecteur de la chute de tension réactive $jX_1\dot{I}_1$ qui est en avance de 90° sur $\dot{I}_1$. Le vecteur $\dot{U}_1$ ainsi obtenu est en avance de l'angle φ_1 sur $\dot{I}_1$; cet angle est plus grand que φ_2 par suite de l'influence du courant magnétisant et de réactances inductives intérieures du transformateur.

Le diagramme du transformateur change de façon particulière lorsque le circuit secondaire comporte une forte charge capacitive, c'est-à-dire lorsque $Z_{ch} = R_{ch} - jX_{ch}$ (fig. 13-8). Evidemment l'ordre dans lequel le diagramme est construit reste le même mais la vue d'ensemble de ce dernier change notablement. Pour une charge capacitive $\dot{I}_2$ est en avance sur $\dot{E}_2$ d'un angle $\psi_2 = \text{arctg}\,\frac{X_{ch} - X_2}{R_{ch} + R_2}$.

La réactance capacitive de la charge et la réactance inductive de la dispersion secondaire X_2 se compensent dans une certaine mesure et pour cette raison la tension $\dot{U}_2$ peut être supérieure à $\dot{E}_2$. La composante capacitive du courant $\dot{I}_2'$ est partiellement compensée par la composante inductive $\dot{I}_0$, donc $I_1 < I_2'$. Enfin, la tension pri-

maire $\dot{U}_1$ peut être inférieure à $(-\dot{E}_1)$ par suite d'une compensation partielle de la réactance capacitive dans le circuit primaire par l'inductance de dispersion primaire. Le déphasage entre $\dot{U}_1$ et $\dot{I}_1$ est inférieur au déphasage entre $\dot{U}_2$ et $\dot{I}_2$ parce que la réactance capacitive dans le circuit secondaire, lors du transfert dans le circuit primaire, est partiellement compensée par les inductances intérieures du transformateur.

13-7. Transformateur rapporté (réduit)

Dans la plupart des cas le rapport de transformation d'un transformateur est relativement grand. Pour cette raison sur le diagramme vectoriel d'un transformateur il est difficile de représenter à la même échelle la haute et la basse tension, par exemple 6000 et 230 V. Il est également désirable de pouvoir comparer directement les paramètres des enroulements primaire et secondaire : leurs résistances et réactances, ainsi que les tensions et les courants primaires et secondaires. Les relations entre les grandeurs qui se rapportent aux deux circuits du transformateur deviennent simples et accessibles si l'on « rapporte » l'enroulement secondaire au nombre des spires de l'enroulement primaire, c'est-à-dire si l'on remplace le transformateur réel pour lequel $n_1 \neq n_2$ par un transformateur fictif dont le rapport de transformation est égal à l'unité.

Les caractéristiques concernant l'enroulement primaire doivent rester inchangées, de même que, dans le circuit de l'enroulement secondaire, les conditions énergétiques, c'est-à-dire les puissances active et réactive (car elles ne dépendent pas du rapport de transformation), et leur répartition entre différents éléments du circuit secondaire.

Il en résulte que lors du remplacement du transformateur par un transformateur fictif « rapporté » les déphasages entre les tensions et les courants des éléments indiqués ne doivent pas changer. Toutes les autres grandeurs secondaires calculées de façon appropriée seront appelées grandeurs *réduites* (rapportées) et seront marquées par le signe (′).

Il résulte de la constance des relations énergétiques que le coefficient de référence pour toutes les grandeurs de même nom doit être le même ; il suffit donc de le déterminer pour l'une des tensions ou des forces électromotrices.

Pour $n_1 = n_2$ la force électromotrice $E'_2 = E_1$ et puisque $E_1 = \frac{n_1}{n_2} E_2 = k_{1\,2} E_2$, la force électromotrice secondaire rapportée sera :

$$E'_2 = k_{1\,2} E_2 = E_1. \qquad (13\text{-}13)$$

Le même coefficient de référence sera valable pour toutes les tensions secondaires :

$$U'_2 = k_{12}U_2; \quad R'_2I'_2 = k_{12}R_2I_2;$$
$$X'_2I'_2 = k_{12}X_2I_2.$$

La puissance apparente de l'enroulement secondaire rapporté doit conserver sa valeur sans aucun changement :

$$S_2 = E_2I_2 = E'_2I'_2 = k_{12}E_2I'_2,$$

d'où

$$I'_2 = \frac{1}{k_{12}} I_2 = \frac{n_2}{n_1} I_2; \tag{13-14}$$

le courant secondaire rapporté dans l'*enroulement secondaire* est égal en grandeur à la composante du courant primaire qui équilibre l'action démagnétisante du courant secondaire. Ces deux courants sont en opposition de phase.

Il résulte de la condition de la conservation de la puissance active que

$$R_2I_2^2 = R'_2I'^2_2 = \frac{1}{k_{12}^2} R'_2I_2^2$$

et la résistance rapportée de l'enroulement secondaire sera :

$$R'_2 = k_{12}^2R_2. \tag{13-15}$$

La puissance réactive Q rapportée doit également rester sans changement, d'où

$$X_2I_2^2 = X'_2I'^2_2 = \frac{1}{k_{12}^2} X'_2I_2^2,$$

ce qui permet de déterminer la *réactance inductive rapportée de l'enroulement secondaire*

$$X'_2 = k_{12}^2X_2. \tag{13-16}$$

Le diagramme vectoriel d'un transformateur rapporté ne différera du diagramme décrit plus haut (fig. 13-6) que par ce que $E_1 = E'_2$ et on peut comparer directement les tensions et les courants primaires et secondaires. Cela permet, par exemple, de déterminer directement en volts la chute de tension d'un transformateur rapportée à l'enroulement primaire : $\Delta U = U_1 - U'_2$.

13-8. Circuit équivalent d'un transformateur

Pour calculer différents régimes de travail d'un transformateur et parfois pour l'étude des circuits complexes dont ce transformateur fait partie comme un de leurs éléments, on peut remplacer un transformateur réel par un *circuit équivalent* qui, étant branché à la place

du transformateur dans son *circuit primaire*, consommera la même puissance pour la même intensité du courant et aura le même déphasage que le transformateur réel. Evidemment, un tel circuit remplace le transformateur seulement du point de vue de la charge dans le circuit primaire, la transformation y étant absente.

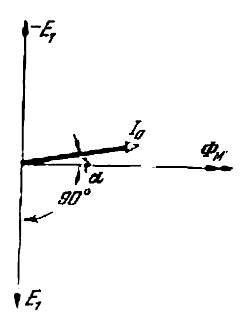


Fig. 13-9. Diagramme vectoriel du courant magnétisant du flux et de la force électromotrice induite

Fig. 13-10. Schéma équivalent en T d'un transformateur

Etablissons les équations qui définissent les paramètres du circuit équivalent par les paramètres du transformateur :

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= Z_1\dot{I}_1 + (-\dot{E}_1) = Z_1\dot{I}_1 - k_{1\,2}\dot{E}_2;\\ \dot{E}_2 &= Z_2\dot{I}_2 + \dot{U}_2 = Z_2\dot{I}_2 + Z_{ch}\dot{I}_2.\end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}17)$$

Remplaçons dans cette dernière équation $\dot{I}_2$ par $-\dot{I}'_2 k_{1\,2}$ et en introduisant l'expression $\dot{E}_2$ dans l'équation de $\dot{U}_1$ on obtient :

$$\dot{U}_1 = Z_1\dot{I}_1 + k_{1\,2}^2 Z_2\dot{I}'_2 + k_{1\,2}^2 Z_{ch}\dot{I}'_2,$$

où $k_{1\,2}^2 Z_2 = Z'_2$ est l'impédance intérieure rapportée de l'enroulement secondaire et $k_{1\,2}^2 Z_{ch} = Z'_{ch}$ l'impédance rapportée de la charge branchée dans le circuit secondaire du transformateur. De cette façon on obtient la première équation du circuit équivalent :

$$\dot{U}_1 = Z_1\dot{I}_1 + Z'_2\dot{I}'_2 + Z'_{ch}\dot{I}'_2. \qquad (13\text{-}18)$$

La tension $(-E_1)$ est proportionnelle au flux Φ_M dans le noyau. La dépendance de ce flux vis-à-vis du courant I_0 n'est pas linéaire parce que μ dans le fer n'est pas constant (§ 10-2). Mais dans les conditions normales de travail d'un transformateur, le flux varie peu ; cela permet de négliger la non-linéarité et de considérer Φ_M comme proportionnel à I_0. Ainsi on peut considérer $(-E_1)$ comme proportionnel à I_0. Etant donné que l'angle de déphasage entre les

vecteurs correspondants est inférieur à 90° (fig. 13-9), le coefficient de proportionnalité peut être considéré comme une certaine impédance $Z_{1\,2}$ appelée conventionnellement impédance du circuit d'aimantation. D'où $-\dot{E}_1 = Z_{1\,2}\dot{I}_0$. En introduisant cette expression dans l'équation de la tension primaire (13-17) on obtient la deuxième équation du circuit équivalent:

$$\dot{U}_1 = Z_1\dot{I}_1 + Z_{1\,2}\dot{I}_0. \quad (13\text{-}19)$$

La troisième équation du circuit équivalent est fournie par l'équation du courant primaire:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2. \quad (13\text{-}20)$$

On peut considérer ces trois équations comme l'équation des deux lois de Kirchhoff pour le schéma 13-10. Ici on a pour le transformateur même un circuit équivalent en T où Z_1 représente l'enroulement primaire, Z'_2 l'enroulement secondaire et $Z_{1\,2}$ le circuit magnétique. L'impédance Z'_{ch} remplace la charge branchée sur l'enroulement secondaire et se trouve hors du schéma équivalent du transformateur même. Aux variations de la charge correspondent les variations de Z'_{ch} et en partant des variations des courants et des tensions partielles dans le schéma équivalent on peut trouver les conditions existant dans un transformateur réel.

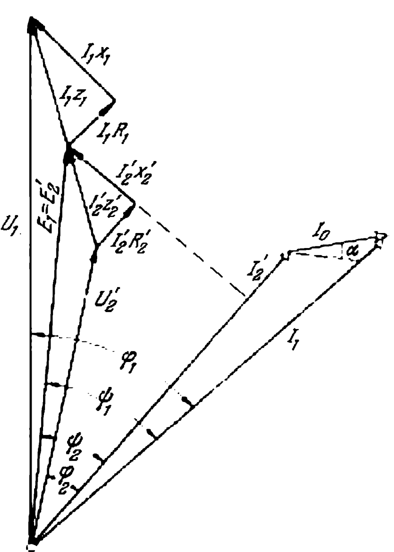


Fig. 13-11. Diagramme vectoriel du circuit équivalent de la fig. 13-10.

Le diagramme vectoriel du circuit équivalent diffère du diagramme d'un transformateur par le fait que les vecteurs des tensions secondaires et des courants secondaires sont rapportés à l'enroulement primaire et sont décalés de 180°. Il est commode de commencer la construction de ce diagramme (fig. 13-11) par le vecteur $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$. Le vecteur du courant secondaire rapporté $\dot{I}'_2$ est en retard par rapport au vecteur $\dot{E}_1$ d'un angle

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{X'_2 + X'_{ch}}{R'_2 + R'_{ch}},$$

et le vecteur du courant magnétisant $\dot{I}_0$ retarde d'un angle $90° - \alpha$ par rapport à $\dot{E}_1$. La construction ultérieure des vecteurs des tensions

secondaires se fait comme dans le diagramme du transformateur (fig. 13-7) : de l'extrémité du vecteur $\dot{E}_2'$ on abaisse une perpendiculaire sur le vecteur courant $\dot{I}_2'$ et sur cette perpendiculaire l'on porte $X_2'\dot{I}_2'$, etc. Ensuite en composant $\dot{I}_2'$ et $\dot{I}_0$ on détermine $\dot{I}_1$; comme pour le diagramme du transformateur on construit les vecteurs des tensions primaires $R_1\dot{I}_1$, $X_1\dot{I}_1$, $Z_1\dot{I}_1$ et $\dot{U}_1$. Le diagramme vectoriel du schéma équivalent est souvent appelé diagramme du transformateur équivalent.

Dans un transformateur il est pratiquement impossible de déterminer séparément X_1 et X_2, ce qui rend difficile l'établissement du schéma équivalent correspondant ; pour simplifier cette

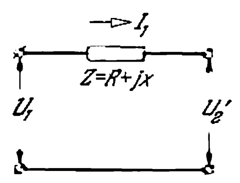


Fig. 13-12. Circuit équivalent simplifié d'un transformateur

construction il suffit de négliger le courant $\dot{I}_0$, c'est-à-dire de considérer $\dot{I}_1 = \dot{I}_2'$. Comme nous l'avons déjà dit, $\dot{I}_0$ forme 3 à 10 % de la valeur nominale de $\dot{I}_1$. Mais l'erreur provoquée par l'élimination de $\dot{I}_0$ diminue parce que $\dot{I}_2'$ et $\dot{I}_0$ sont composés géométriquement. En plus, lors du calcul de la chute de tension dans le transformateur cette erreur est une grandeur de deuxième ordre car elle influe seulement sur la valeur de la chute de tension $Z_1\dot{I}_1$, et cette chute de tension ne vaut que 3 à 5 % de $\dot{U}_1$.

Si on élimine la branche du courant $\dot{I}_0$ les segments Z_1 et Z_2' dans le schéma équivalent (fig. 13-12) se trouvent connectés en série et leur résistance pure et leur réactance inductive peuvent être additionnées : $R_1 + R_2' = R$; $X_1 + X_2' = X$, d'où :

$$Z = R + jX$$

qui sera l'impédance du circuit équivalent simplifié (fig. 13-12). A l'aide de ce circuit on peut résoudre plusieurs problèmes pratiques qui se rapportent à l'utilisation d'un transformateur, en particulier on peut déterminer la variation de la tension secondaire du transformateur provoquée par la charge.

13-9. Essai en court-circuit

Pour déterminer pratiquement les paramètres R et X d'un circuit équivalent simplifié d'un transformateur on peut se servir de l'essai en court-circuit. A cet effet on court-circuite l'enroulement secondaire du transformateur ; de plus la tension aux bornes de l'enroulement primaire est fortement réduite (U_{1cc} = environ 5 à 10% de $U_{1\,nom}$); elle sera cependant suffisante pour faire passer dans l'enroulement primaire le courant I_1 égal au courant nominal malgré le court-circuitage de l'enroulement secondaire. A l'aide d'un voltmètre, d'un ampèremètre et d'un wattmètre on mesure: la tension U_{1cc}, le courant I_1 et la puissance P_{1cc} absorbée par le transformateur (fig. 13-13).

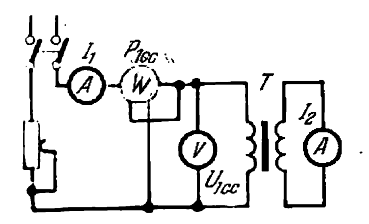


Fig. 13-13. Schéma pour essai en court-circuit

Le flux Φ_M dans le noyau est proportionnel à la force électromotrice E_2 (voir 13-2) et cette dernière, lors du court-circuit, est égale à la chute de tension dans l'enroulement secondaire:

$$\dot{E}_{2cc} = Z_2\dot{I}_2,$$

tandis que dans les conditions de travail normales on a:

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + Z_2\dot{I}_2.$$

Pour cette raison lors de l'essai en court-circuit E_{2cc} est égale seulement à quelques pour cent de E_2 (2 à 5%), donc le flux dans le noyau est réduit dans la même proportion.

Lors de l'expérience en court-circuit les pertes dans les enroulements restent les mêmes qu'en charge et les pertes dans le noyau deviennent infimes car elles sont proportionnelles (approximativement) à Φ_M^2.

On peut considérer que toute la puissance P_{1cc} est dépensée en pertes électriques dans les enroulements:

$$P_{1cc} = R_1I_1^2 + R_2I_2^2$$

et puisqu'on peut négliger le courant magnétisant on a $I_1 = I_2'$, d'où

$$P_{1cc} = R_1I_1^2 + R_2'I_2'^2 = (R_1 + R_2')\, I_1^2 = RI_1^2,$$

donc on peut déterminer la résistance pure du circuit équivalent simplifié :

$$R = \frac{P_{1cc}}{I_1^2} \tag{13-21}$$

appelée également *résistance pure de court-circuit d'un transformateur*.

Cependant cette valeur détermine seulement de façon approximative la valeur de R d'un transformateur chargé. Lorsque le transformateur fonctionne normalement, il s'échauffe. Un tel échauffement fait varier notablement la résistance des enroulements du transformateur, donc les pertes dans le cuivre. Pour cette raison, pour déterminer les pertes dans les enroulements ainsi que la variation de la tension, il faut recalculer la valeur de R trouvée lors de l'essai en court-circuit pour une température de 75° C :

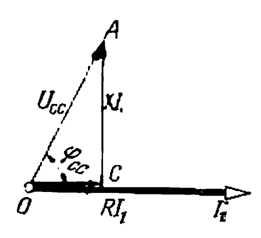


Fig. 13-14. Triangle de court-circuit

$$R_{75} = R\,\frac{234{,}5+75}{234{,}5+\theta},$$

où θ est la valeur approximative de la température des enroulements lors de l'essai en court-circuit.

La valeur de X appelée *réactance inductive de court-circuit* peut être considérée comme indépendante de la température. Elle est déterminée directement par les résultats de l'essai :

$$X = \sqrt{\left(\frac{U_{1cc}}{I_1}\right)^2 - R^2}. \tag{13-22}$$

Enfin l'impédance de court-circuit rapportée à la température de fonctionnement de 75° C sera :

$$z = \sqrt{R_{75}^2 + X^2}. \tag{13-23}$$

Sur la base des calculs des paramètres R et X on construit le triangle de court-circuit du transformateur (fig. 13-14) qui représente le diagramme vectoriel de la chute de tension du circuit équivalent simplifié du transformateur.

13-10. Variations de la tension secondaire d'un transformateur en charge

Au circuit équivalent simplifié correspond un diagramme vectoriel permettant de déterminer facilement la chute de tension dans le transformateur. Prenons comme vecteur initial du diagramme le vecteur de la tension secondaire rapportée $\dot{U}'_2$ et dirigeons-le verti-

calement (fig. 13-15). Dans le cas le plus probable d'une charge inductive le courant $\dot{I}'_2$ est en retard sur $\dot{U}'_2$ d'un angle φ_2. En ajoutant à $\dot{U}'_2$ le vecteur $R\dot{I}_1$ parallèle à $\dot{I}_1$ et le vecteur $X\dot{I}_1$ en avance de 90° sur $\dot{I}_1$, on obtient le vecteur de la tension primaire $\dot{U}_1$. Le triangle ABC sera le triangle des chutes de tension dans le transformateur.

Lors de la marche à vide du transformateur les côtés du triangle des chutes de tension ABC (fig. 13-15) deviennent tellement petits que les vecteurs $\dot{U}_1$ et $\dot{U}'_2$ pratiquement coïncident, c'est-à-dire que la tension secondaire rapportée se trouve être égale à la tension primaire. Plus la charge du transformateur est grande, plus grands sont les côtés du triangle ABC et plus petite est la tension secondaire rapportée par rapport à la tension primaire.

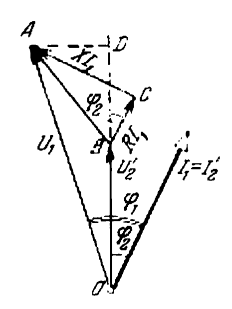


Fig. 13-15. Diagramme vectoriel du circuit équivalent simplifié

Si on applique à l'enroulement primaire du transformateur la tension nominale $U_{1\,\text{nom}}$ et si le courant dans l'enroulement secondaire passe de 0 à la valeur nominale, la tension secondaire U_2 sera d'autant plus petite que le courant de charge sera plus grand. La différence algébrique $U_{2\,0} - U_2$ entre la tension secondaire à vide et la tension secondaire à pleine charge représentera la *variation de la tension secondaire* lors du passage de la marche à vide à la marche à pleine charge, la tension primaire restant la même et gardant sa valeur nominale.

Lors de la détermination de cette valeur les tensions de l'enroulement secondaire sont généralement rapportées au nombre de spires de l'enroulement primaire; de cette façon on appelle *variation de tension* la différence algébrique des valeurs de la tension secondaire rapportée lors de la marche à vide et de la marche en charge; mais la première de ces tensions est égale à $U_{1\,\text{nom}}$ et par conséquent la différence de tension sera égale à la différence $U_{1\,\text{nom}} - U'_2$. Elle est exprimée généralement en % de la tension primaire et est appelée *variation en % de la tension du transformateur*:

$$\Delta U\,\% = \frac{U_{1\text{nom}} - U'_2}{U_{1\text{nom}}}\,100. \qquad (13\text{-}24)$$

Etant donné que tous les côtés du triangle ABC sont beaucoup plus petits que les vecteurs OA ou OB, on peut admettre que

$$U_1 - U'_2 = BD = BC\cos\varphi_2 + CA\sin\varphi_2$$

ou

$$U_1 - U'_2 = (R\cos\varphi_2 + X\sin\varphi_2)\,I_1.$$

La valeur relative de la variation de tension sera alors exprimée conformément à (13-24) de la façon suivante:

$$\Delta U\,\% = (R\cos\varphi_2 + X\sin\varphi_2)\,\frac{100 I_1}{U_{1\text{nom}}}\,. \tag{13-25}$$

Si on désigne par

$$\Delta U_a = \frac{100 R I_1}{U_{1\text{nom}}}$$

la valeur relative de la chute de tension active dans le transformateur et par

$$\Delta U_r = \frac{100 X I_1}{U_{1\text{nom}}}$$

la valeur relative de la chute de tension inductive, la relation (13-25) devient plus simple:

$$\Delta U\,\% = \Delta U_a\cos\varphi_2 + \Delta U_r\sin\varphi_2. \tag{13-26}$$

Cette relation détermine la variation de la tension du transformateur en fonction du cos φ_2 de la charge (fig. 13-16) pour une valeur

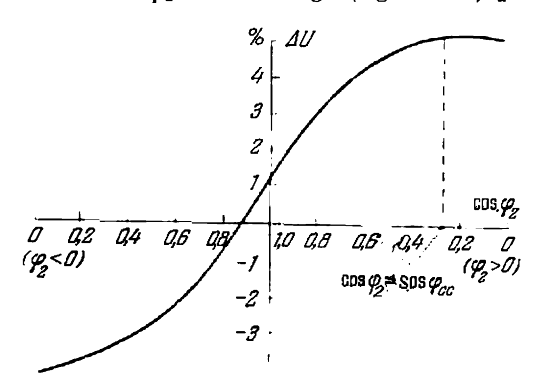


Fig. 13-16. Variation de la tension d'un transformateur en fonction du facteur de puissance

constante du courant de charge (ΔU_a et ΔU_r dans ce cas sont constantes).

13-11. Rendement

Le rendement η d'un transformateur c'est le rapport de la puissance P_2 fournie par le transformateur à la puissance P_1 reçue par lui, c'est-à-dire:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}\,.$$

La différence entre ces deux puissances

$$\Delta P = P_1 - P_2$$

représente les pertes dans le transformateur. Donc, le rendement du transformateur est lié à la valeur de sa charge utile (P_2) et aux pertes par une relation simple:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}. \qquad (13\text{-}27)$$

Il y a deux sortes de pertes dans le transformateur: les pertes dans le fer du noyau dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault, et les pertes dans le cuirve des enroulements dues à l'échauffement de ces derniers par le courant.

La puissance absorbée lors de la marche à vide du transformateur est dépensée entièrement pour compenser les *pertes dans le fer*; pour cette raison les pertes dans le fer P_f sont déterminées par l'essai à vide réalisé à tension primaire nominale.

Les *pertes dans le cuivre* sont calculées d'après la résistance rapportée R_{75} déterminée par l'essai en court-circuit. Etant donné qu'à charge nominale on peut négliger l'influence du courant magnétisant I_0 sur les pertes dans le cuivre, on a $I_1 = I'_2$ et les pertes dans le cuivre seront:

$$P_c \approx R_{75} I_1^2 = R_{75} I_2'^2. \qquad (13\text{-}28)$$

De cette façon le rendement du transformateur

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos\varphi_2}{U_2 I_2 \cos\varphi_2 + P_f + R_{75} I_2'^2}. \qquad (13\text{-}29)$$

Le rendement d'un transformateur est maximum pour une charge telle que les pertes dans le cuivre sont égales aux pertes dans le fer. Lorsque la charge augmente le rendement commence à diminuer; les transformateurs fabriqués par les usines soviétiques ont un rapport $P_f : P_c = 0{,}5$ à $0{,}25$, et par conséquent leur rendement maximum est donné pour une charge comprise entre 70 et 50% de la charge nominale. C'est la charge moyenne d'un transformateur en service.

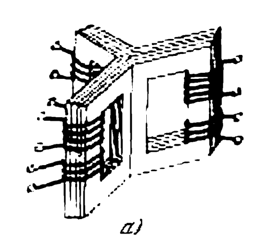
13-12. Transformateurs triphasés

Le courant triphasé est actuellement la forme de courant alternatif la plus utilisée. Pour transformer les courants triphasés on peut utiliser trois transformateurs monophasés. Dans un tel système ces transformateurs doivent travailler comme un seul appareil. L'idée est venue de réunir trois transformateurs monophasés pour former un transformateur triphasé et obtenir ainsi une économie de matériaux. C'est ce que réalisa M. Dolivo-Dobrovolski, l'inventeur du transformateur triphasé.

Représentons-nous trois transformateurs (fig. 13-17). En les réunissant pour former un transformateur triphasé nous maintiendrons intactes les portions de circuit comprenant les enroulements ; les autres portions formeront un circuit magnétique commun (fig. 13-18, *a*).

Fig. 13-17. Groupe triphasé de trois transformateurs monophasés

On peut comparer un tel circuit magnétique au montage en étoile de trois circuits électriques. Or, pour un circuit électrique triphasé équilibré le fil neutre est superflu. En le supprimant nous économisons du cuivre. Si nous revenons à notre circuit magnétique nous comprenons que le circuit magnétique commun correspond au fil neutre ; donc cette portion commune, superflue dans un système triphasé à flux équilibré, peut être supprimée (fig. 13-18, *b*). En effet, considérons le flux dans le fer du transformateur comme proportionnel à la tension et en retard de presque 90° sur cette dernière (§ 13-3). Les trois tensions primaires du circuit triphasé doivent donc donner naissance à trois flux dont les valeurs maximales sont les mêmes et qui sont déphasés les uns par rapport aux autres d'un tiers de période (120°). La



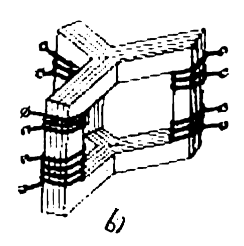


Fig. 13-18. Transformateur triphasé :
a — à circuit magnétique symétrique et à 4 noyaux ; *b* — à circuit magnétique symétrique et à 3 noyaux

somme de ces trois flux est nulle dans le noyau commun du circuit magnétique, donc ce noyau peut être supprimé.

Le circuit symétrique de la fig. 13-18, *b* est peu commode à fabriquer ; à l'heure actuelle il est remplacé par un circuit magnétique non symétrique (fig. 13-19), que l'on peut considérer comme une variante plane du circuit magnétique de la fig. 13-18. Dans ces circuits magnétiques non symétriques le système triphasé symé-

trique des tensions primaires crée un système symétrique des flux magnétiques. Mais par suite des réluctances inégales, les courants magnétisants des différentes phases ne sont pas les mêmes. Cette asymétrie des courants magnétisants n'a cependant pas de grande importance. A chaque instant le flux parcourant un noyau se referme par les deux autres noyaux du circuit (fig. 13-20).

Afin de mieux faire comprendre les conditions de transformation en courant triphasé nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que cette transformation a lieu dans chacune des phases. Pour des tensions et courants simples à charge équilibrée toutes les relations

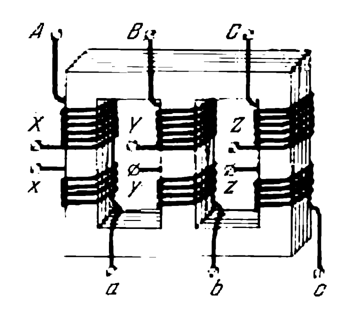


Fig. 13-19. Transformateur triphasé à circuit magnétique asymétrique

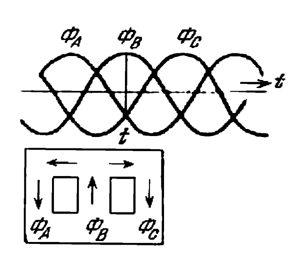


Fig. 13-20. Sens des flux dans le circuit magnétique d'un transformateur triphasé à chaque instant

établies pour un transformateur monophasé restent applicables. Ces relations ne sont plus valables pour une charge déséquilibrée, comme c'est le cas de transformateurs triphasés à montages spéciaux.

Les bornes d'un transformateur sont repérées suivant l'ordre de succession des phases: côté haute tension les bornes A, B, C sont les commencements des enroulements et X, Y, Z sont les fins des enroulements ; côté basse tension on a respectivement a, b, c et x, y, z (fig. 13-19).

Le montage en étoile et celui en triangle des enroulements d'un transformateur triphasé sont largement utilisés. Ces types de montage sont désignés conventionnellement et respectivement par les symboles Y et Δ. Le mode de montage le plus simple et le meilleur marché est le montage des deux enroulements en étoile. Dans ce cas chacun des enroulements et son isolement avec la mise à la terre franche du point neutre doivent être prévus pour la tension simple et le courant composé ; étant donné que le nombre de spires d'un enroulement de transformateur est proportionnel à la tension, le montage en étoile exige pour chacun des enroulements un nombre moindre de spires de grande section, avec isolement prévu pour la tension

simple. Le couplage étoile-étoile est largement utilisé pour les transformateurs de faible et moyenne puissances (environ jusqu'à 1 800 kVA). Le montage en étoile est plus commode dans la partie haute tension d'un transformateur car l'isolement des enroulements est alors calculé seulement pour la tension simple; plus la tension est élevée et plus le courant est faible, plus le montage en triangle revient cher. Le montage en triangle est plus commode du point de vue de la construction lorsqu'il s'agit de forts courants. Pour cette raison le couplage Y/Δ (étoile-triangle) peut être considéré comme le plus répandu pour des transformateurs de grande puissance (à la condition bien sûr que du côté basse tension on n'a pas besoin d'un fil neutre).

Rappelons-nous que lors de la transformation en courants triphasés seul le rapport des tensions simples $U_{S1} : U_{S2}$ est approximativement égal au rapport du nombre de spires de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire; en ce qui concerne les tensions composées leur rapport dépend aussi du mode de couplage des enroulements du transformateur.

13-13. Groupes de couplage des enroulements

Le courant dans l'enroulement secondaire du transformateur a un sens opposé à celui du courant primaire; cependant pour un choix judicieux des bornes de l'enroulement secondaire (fig. 13-21) le courant et la tension dans le récepteur peuvent être en phase ou en opposition de phase avec la tension et le courant primaires. Cette phase relative de la tension secondaire a une grande importance pour le couplage en parallèle des transformateurs et dans les transformateurs de mesure.

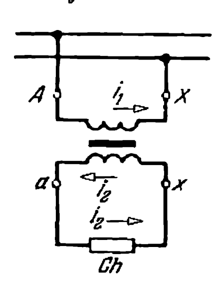


Fig. 13-21. Sens relatif des courants dans les enroulements primaire et secondaire

Pour désigner conventionnellement le déphasage de la tension secondaire sur la tension primaire on a adopté la division des transformateurs en groupes de couplage.

Lors de la détermination du groupe de couplage d'un transformateur on considère la haute tension comme tension primaire et la basse tension comme tension secondaire.

Pour la division en groupes on part de la valeur de l'angle de déphasage entre la haute tension composée et la basse tension composée. Pour deux transformateurs du même groupe de couplage ce déphasage est le même.

Le mode de désignation des groupes de couplage est basé sur la comparaison de la position relative des vecteurs de haute et de

basse tensions composées avec les positions de la grande et de la petite aiguilles d'une horloge. Pour la comparaison on considère la grande aiguille comme se trouvant sur le chiffre 12 et on fait coïncider avec elle le vecteur de la haute tension composée. D'autre part on fait coïncider la petite aiguille avec le vecteur de la basse tension composée. On compte l'angle de la grande aiguille vers la petite aiguille dans le sens de leur rotation. La position de la petite aiguille détermine l'indice horaire du groupe de couplage.

Pour un transformateur monophasé le vecteur de la basse tension peut former avec le vecteur de la haute tension approximativement

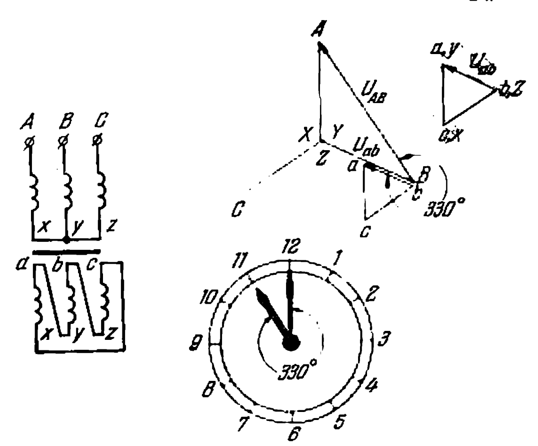


Fig. 13-22. Diagramme vectoriel du groupe de couplage à indice 11

un angle de 0° ou de 180°. Le premier cas correspond à la position des deux aiguilles sur le chiffre 12 et pour cette raison un tel couplage est appelé à indice horaire 12 (ou 0). Dans le deuxième cas la petite aiguille doit être mise sur le 6 et ce sera le groupe à indice horaire 6. Les normes soviétiques pour les transformateurs monophasés ont adopté un groupe standard de couplage à indice 12.

Dans les transformateurs triphasés 12 différents groupes de couplage sont possibles mais il est désirable d'avoir le nombre minimum de groupes et pour cette raison les normes prévoient pour les transformateurs triphasés deux groupes de couplage à indices horaires 11 et 12. Le groupe $Y/Y_0 - 12$ est largement utilisé. L'indice 0 montre que pour ce couplage des enroulements le point neutre est sorti. Ce groupe est utilisé dans les transformateurs à haute tension jusqu'à 35 kV inclus, pour une basse tension de 230 V et une puissance jusqu'à 560 kVA, ainsi que dans les transformateurs ayant la même haute tension, une basse tension de 400 V et une puissance jusqu'à 1 800 kVA. Le groupe à indice horaire 11 (Y/Δ

et Y_0/Δ) est utilisé pour les transformateurs plus puissants et à tensions plus élevées.

Sur la fig. 13-22 on voit qu'en cas d'une connexion Y/Δ, le vecteur de la basse tension (secondaire) composée U_{ab} forme avec le vecteur de la haute tension (primaire) composée U_{AB} un angle de 330° qui est égal à l'angle entre les aiguilles à 11 heures et par suite ce mode de couplage correspond au groupe à indice horaire 11.

13-14. Autotransformateurs

La tension primaire $U_1 \approx 4{,}44\ n_1 f \Phi_M$; lorsque cette tension est constante le flux Φ_M parcourant le noyau du transformateur reste pratiquement constant. Ce flux induit dans chaque spire de l'enroulement une force électromotrice qui pratiquement ne dépend

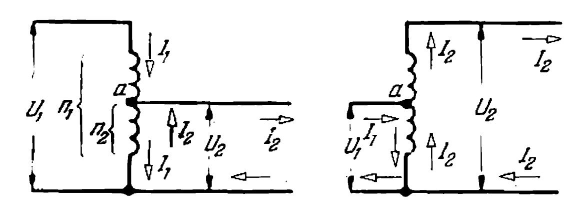


Fig. 13-23. Schéma d'un autotransformateur

pas du courant parcourant l'enroulement. On peut donc considérer comme constante la répartition de la tension entre les différentes parties de l'enroulement, qui est presque indépendante de l'intensité du courant traversant l'enroulement. Cette particularité est utilisée dans l'*autotransformateur*, appareil basé sur le même principe que le transformateur mais possédant seulement un enroulement haute tension n_1 (fig. 13-23) dont une partie sert d'enroulement basse tension n_2. Cet enroulement haute tension peut servir d'enroulement primaire ou secondaire de l'appareil. On peut considérer l'enroulement d'un autotransformateur comme un enroulement formé par la superposition d'un enroulement primaire et d'un enroulement secondaire indépendants. Les tensions et les courants d'un autotransformateur sont liés par les mêmes relations approximatives que celles d'un transformateur:

$$U_1 : U_2 \approx n_1 : n_2 \approx I_2 : I_1.$$

Mais dans la partie aX de l'enroulement circulent simultanément deux courants: I_1 et I_2. Le courant résultant dans cette partie de l'enroulement est égal à leur somme géométrique et puisque ces

courants sont presque en opposition de phase, on peut considérer, en négligeant l'influence du courant magnétisant, que dans cette partie de l'enroulement aX circule un courant $I_2 - I_1$.

Si le rapport de transformation $k_{12} = n_1 : n_2$ est proche de l'unité, les courants I_1 et I_2 sont à peu près du même ordre de grandeur et leur différence $I_2 - I_1$ est petite par rapport à chacun d'eux. Cela permet de construire la partie aX de l'enroulement qui remplace les deux enroulements d'un transformateur ordinaire avec un nombre de spires égal mais en fil beaucoup plus fin, donc l'enroulement d'un autotransformateur revient meilleur marché. De plus, il est moins encombrant et le noyau d'un autotransformateur est relativement plus petit.

Fig. 13-24. Schéma d'un autotransformateur triphasé

Avec l'accroissement du rapport de transformation ces avantages diminuent. En même temps une autre circonstance entre en jeu, c'est la connexion électrique des circuits haute et basse tensions. Lorsque ces deux tensions étaient du même ordre de grandeur la connexion électrique des circuits ne présentait pas d'obstacles. Mais on ne peut pas utiliser un autotransformateur, par exemple, pour alimenter un réseau de distribution à 220 V depuis un réseau à 6 000 V car il faudrait prévoir l'isolement du réseau de distribution pour la tension de 6 000 V.

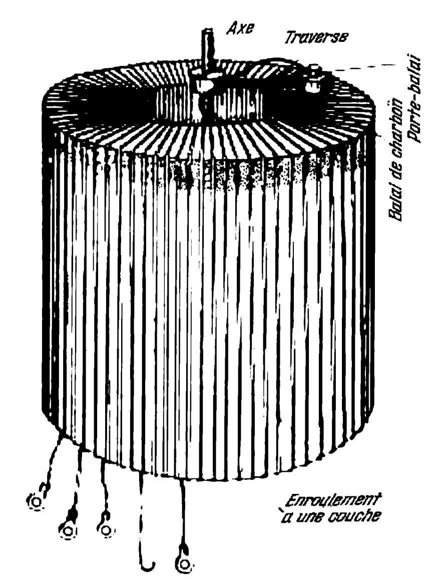


Fig. 13-25. Autotransformateur réglable de laboratoire

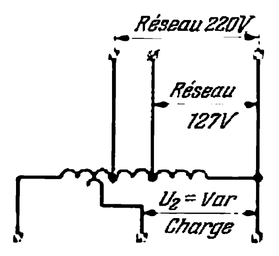


Fig. 13-26. Schéma d'un autotransformateur de laboratoire

ce qui le rendrait très cher. Cela présentera également un danger pour les utilisateurs.

On utilise dans des autotransformateurs seulement un change-

ment relativement petit de la tension : en haute tension pas plus de 1,5 à 2 fois, en basse tension pas plus de 3 fois.

Les autotransformateurs triphasés sont généralement à montage étoile-étoile avec ou sans neutre (fig. 13-24).

La variation de la position du point *a* (fig. 13-23) par rapport à l'enroulement fait varier la tension secondaire de l'autotransformateur ce qui peut être utilisé pour le réglage progressif de cette tension. Dans les autotransformateurs de laboratoire le contact mobile sert aussi de borne du circuit secondaire (fig. 13-25 et 13-26).

13-15. Transformateurs à trois enroulements

Un transformateur est à trois enroulements s'il comprend trois enroulements qui ne sont pas liés électriquement entre eux : enroulement de tension supérieure (TS), enroulement de tension moyenne (TM) et enroulement de tension inférieure (TI). Par exemple, la tension de l'enroulement TS sera de 110 kV, celle de l'enroulement TM de 38,5 kV et celle de l'enroulement TI de 11 kV. Des trois enroulements de ce transformateur l'un est primaire et les deux autres sont secondaires. Tous ces enroulements sont placés sur le même noyau commun.

Le principe de fonctionnement d'un tel transformateur est le même que celui d'un transformateur à deux enroulements. Son enroulement primaire est l'enroulement magnétisant et son courant crée le flux magnétique principal. Ce dernier traverse les deux enroulements secondaires et y induit des forces électromotrices proportionnelles aux nombres des spires de ces enroulements. Lorsque les enroulements secondaires sont fermés sur des résistances, des courants correspondants I_2 et I_3 y naissent. L'effet démagnetisant de ces courants sera déterminé par la somme géométrique de la force magnétisante du deuxième et du troisième enroulement. Par conséquent, la force magnétisante de l'enroulement primaire doit équilibrer cette force magnétisante secondaire totale et, en plus, posséder une composante magnétisante

$$n_1\dot{I}_1 = (-n_2\dot{I}_2) + (-n_3\dot{I}_3) + n_1\dot{I}_0, \qquad (13\text{-}30)$$

ce qui permet de considérer le courant primaire du transformateur comme la somme géométrique des courants rapportés du deuxième et du troisième enroulement et du courant magnétisant

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 + \dot{I}_0,$$

où

$$\dot{I}'_2 = -\dot{I}_2\frac{n_1}{n_2} \quad \text{et} \quad \dot{I}'_3 = -\dot{I}_3\frac{n_3}{n_1}.$$

Dans un transformateur à trois enroulements l'énergie électrique est donc transmise simultanément dans les deux circuits secondaires du deuxième et du troisième enroulement.

Il est peu probable que les deux enroulements secondaires soient simultanément chargés de façon à fournir la puissance nominale et que de plus les courants I'_2 et I'_3 soient en phase. Pour cette raison l'enroulement primaire est généralement calculé pour une puissance nominale inférieure à la somme des puissances nominales des enroulements secondaires.

D'après le même principe fonctionnent les *transformateurs à enroulements multiples* de faible puissance et de basse tension utilisés dans les circuits de transmission, en automatisation, etc.

13-16. Fonctionnement en parallèle des transformateurs

Les transformateurs fonctionnent en parallèle lorsque l'énergie est transmise d'un réseau triphasé dans un autre simultanément par deux ou plusieurs transformateurs (fig. 13-27). Dans ce cas les enroulements primaires des transformateurs reçoivent l'énergie d'une source commune et leurs enroulements secondaires alimentent une charge commune.

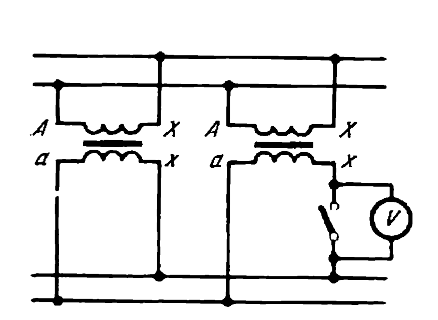


Fig. 13-27. Couplage en parallèle de deux transformateurs monophasés

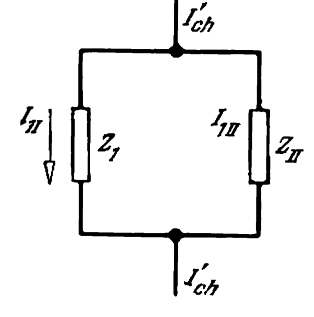


Fig. 13-28. Circuit équivalent d'un couplage en parallèle de transformateurs

Les transformateurs couplés en parallèle doivent satisfaire aux trois conditions :

1) les transformateurs doivent appartenir au même groupe de couplage ;

2) ils doivent avoir les tensions primaires et secondaires nominales identiques ;

3) ils doivent avoir les mêmes tensions de court-circuit (on admet un écart de ± 10 %).

Les deux premières conditions préviennent la naissance des forts courants de compensation dans l'enroulement des transformateurs lors de la marche à vide par suite de la non-coïncidence des phases ou de l'inégalité de leurs forces électromotrices secondaires.

La troisième condition doit être satisfaite pour que la charge soit répartie entre les transformateurs couplés en parallèle proportionnellement à leur puissance nominale (apparente). Dans un schéma équivalent simplifié le transformateur est remplacé par l'impédance de court-circuit z (§ 13-8). Deux transformateurs marchant en parallèle peuvent être représentés par deux impédances de court-circuit z_{I}, z_{II} couplées en parallèle (fig. 13-28). Avec un tel couplage les courants ($I_{1\,\mathrm{I}} = I'_{2\,\mathrm{I}}$ et $I_{1\,\mathrm{II}} = I'_{2\,\mathrm{II}}$) se répartissent entre les branches parallèles proportionnellement à l'inverse des impédances de ces dernières :

$$\frac{I_{1\,\mathrm{I}}}{I_{1\,\mathrm{II}}} = \frac{z_{\mathrm{II}}}{z_{\mathrm{I}}}. \qquad (13\text{-}31)$$

La tension de court-circuit d'un transformateur est égale au produit du courant nominal $I_{1\,\mathrm{nom}}$ du transformateur par son impédance de court-circuit et si ces tensions des deux transformateurs sont égales, on a :

$$I_{1\,\mathrm{Inom}} z_{\mathrm{I}} = I_{1\,\mathrm{IInom}} z_{\mathrm{II}},$$

et puisque leurs tensions primaires nominales ($U_{\mathrm{I\,nom}}$) doivent être les mêmes, on a :

$$\frac{z_{\mathrm{II}}}{z_{\mathrm{I}}} = \frac{I_{1\,\mathrm{Inom}}}{I_{1\,\mathrm{IInom}}} = \frac{U_{1\mathrm{nom}} I_{1\,\mathrm{Inom}}}{U_{1\mathrm{nom}} I_{1\,\mathrm{IInom}}} = \frac{S_{\mathrm{Inom}}}{S_{\mathrm{IInom}}}.$$

En comparant cette relation avec la relation (13-31) on obtient :

$$\frac{I_{1\,\mathrm{I}}}{I_{1\,\mathrm{II}}} = \frac{z_{\mathrm{II}}}{z_{\mathrm{I}}} = \frac{S_{\mathrm{Inom}}}{S_{\mathrm{IInom}}}, \qquad (13\text{-}32)$$

c'est-à-dire que les courants de charge des transformateurs sont proportionnels à leurs puissances apparentes nominales.

13-17. Noyau et enroulements

On appelle *noyau* le dispositif qui forme le circuit magnétique du transformateur. Le noyau est en tôles d'acier magnétique comprenant 4 à 5 % de silicium. Les tôles sont de 0,35 ou de 0,5 mm d'épaisseur. Pour isoler les tôles l'une de l'autre, avant le montage du noyau on les couvre d'un vernis isolant (à l'heure actuelle on n'utilise pratiquement plus l'isolement au papier non collé de 0,04 mm d'épaisseur).

En fonction de la position du noyau par rapport aux enroulements on distingue les transformateurs *à colonnes* (fig. 13-29) dans lesquels les enroulements embrassent les colonnes du noyau et les transforma-

teurs *cuirassés* (fig. 13-30) dans lesquels le noyau entoure partiellement les enroulements.

Le noyau à colonnes est de construction plus simple et permet plus facilement d'isoler les enroulements; pour cette raison il est employé dans la plupart des cas. Le noyau comprend les colonnes entourées d'enroulements et les culasses qui ferment le circuit magnétique et qui ne comportent pas d'enroulement (fig. 13-29).

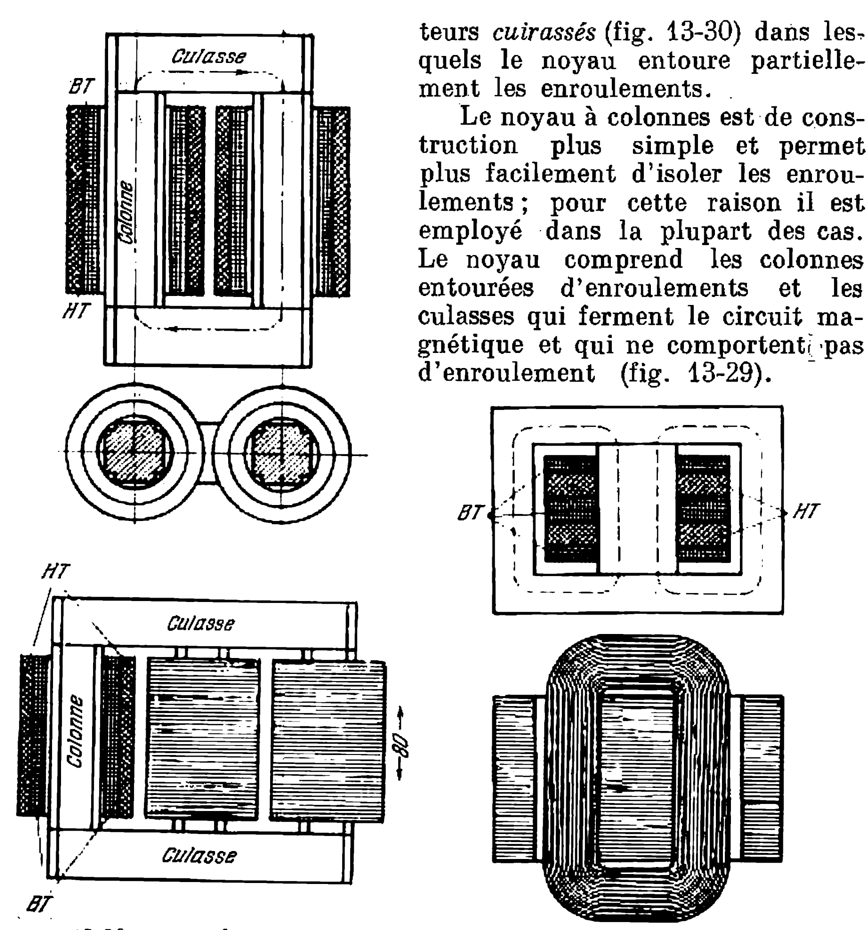


Fig. 13-29. Transformateurs monophasé et triphasé à colonnes

Fig. 13-30. Transformateur monophasé cuirassé

Ce n'est que dans les petits transformateurs que la section du noyau est de forme carrée; dans la plupart des cas, pour mieux utiliser l'espace à l'intérieur de l'enroulement, la section du noyau a la forme d'un polygone à gradins, le nombre de gradins étant d'autant plus grand que le transformateur est plus puissant (fig. 13-31). Dans les transformateurs de grande puissance, afin d'améliorer le refroidissement, on ménage entre des paquets de tôles du noyau des canaux de ventilation.

Le noyau cuirassé est utilisé surtout pour des petits transformateurs et pour ceux à destination spéciale lorsque la protection des

enroulements par le noyau contre les endommagements mécaniques présente un certain avantage.

On construit actuellement des transformateurs du type cuirassé avec noyau bobiné en tôles laminées à froid (fig. 13-32). Ces tôles

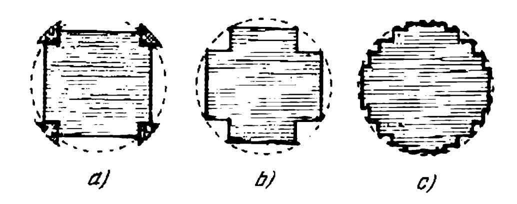


Fig. 13-31. Sections des colonnes de transformateurs

se caractérisent par de faibles pertes et une haute perméabilité dans le sens du laminage. Ces transformateurs permettent de réaliser une économie de matériaux de 15 à 20 %. Ils sont fabriqués pour des puissances allant jusqu'à 500 kVA (en monophasé).

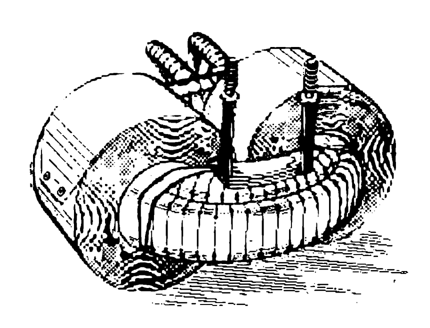


Fig. 13-32. Transformateur monophasé cuirassé avec noyau bobiné

Dans la plupart des transformateurs on utilise des enroulements concentriques dont les plus simples sont les enroulements cylindriques (fig. 13-29) où les enroulements se présentent sous la forme de deux cylindres coaxiaux. Près du noyau se trouve l'enroulement basse tension, puis vient l'enroulement haute tension. Entre les enroulements se trouve un cylindre isolant en carton spécial ou en papier bakélisé. Lorsque le nombre de spires est grand l'enroulement est fait de plusieurs couches entre lesquelles on place du papier isolant ou du carton.

Rarement, et de préférence dans les transformateurs cuirassés, on utilise des *enroulements alternants*, où des bobines BT et HT en forme de disques placées l'une sur l'autre alternent (fig. 13-30).

13-18. Echauffement et puissance d'un transformateur

La chaleur qui se dégage dans un transformateur est partiellement dépensée pour élever la température du transformateur et partiellement est évacuée dans le milieu ambiant. Plus grande est la différence de température entre le transformateur et le milieu ambiant, plus rapidement se fera l'évacuation de la chaleur; pour

un certain échauffement du transformateur un équilibre thermique s'établit *: le transformateur dégage autant de chaleur qu'il en rend au milieu ambiant. Les matériaux isolants du transformateur sont sensibles à l'élévation de la température, surtout la tresse en coton des fils des enroulements. L'équilibre thermique du transformateur doit s'établir pour une température qui ne provoquera pas la détérioration rapide ou lente des isolants; cependant l'usure graduelle de ces derniers, leur vieillissement, est inévitable. Plus grande est la température maximale admissible de certaines parties du transformateur, plus petite sera sa durée de service, toutes les autres conditions restant les mêmes, par suite du vieillissement de l'isolation, et moins sûr il sera en service. Mais d'autre part, plus cette température est élevée, plus les transformateurs sont légers et meilleur marché. Les valeurs limites de la température établies par les normes soviétiques ** ont été choisies d'après les expériences, et l'observation de ces valeurs permet un fonctionnement sûr des transformateurs de 15 à 20 ans.

Le calcul thermique d'un transformateur détermine sa puissance apparente nominale indiquée sur la plaque signalétique, c'est-à-dire la puissance que le transformateur peut fournir de façon continue sans échauffement dépassant les valeurs admises pour les matériaux isolants. L'échauffement du fer d'un transformateur est déterminé par la tension aux bornes de ce dernier et l'échauffement du cuivre est déterminé par les courants qui parcourent ses enroulements.

La puissance nominale d'un transformateur déterminée par les conditions d'échauffement doit donc être exprimée par le produit de la tension par le courant, c'est-à-dire sous forme de puissance apparente (en kVA) sans tenir compte du facteur de puissance ($\cos\varphi$).

Un transformateur peut être surchargé pendant un temps court à cause de l'inertie thermique, mais la surcharge doit être éliminée avant que la température du transformateur n'atteigne la valeur limite admissible.

La quantité de chaleur dégagée dans un transformateur est proportionnelle à son volume (poids) si l'on considère comme invariables l'induction dans le noyau et la densité du courant dans les enroulements. Lorsque les dimensions linéaires d'un transformateur

* Cet équilibre ne s'établit pas immédiatement, la température du transformateur s'élevant graduellement selon le principe $\vartheta = \vartheta_M \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$, et la vitesse de l'échauffement est déterminée par la valeur de la constante de temps τ d'échauffement qui est égale au rapport de la capacité calorifique du transformateur à la chaleur dégagée (voir § 19-3).

** 105 °C pour les enroulements et 110 °C pour les noyaux (en surface). La température de l'air ambiant est prise égale à 35 °C.

augmentent de x fois, son volume augmente de x^3 fois, tandis que la surface de refroidissement n'augmente que de x^2 fois. La surface relative d'échange de chaleur diminue donc et c'est la raison pour laquelle l'accroissement de la puissance d'un transformateur exige plusieurs mesures spéciales pour améliorer son refroidissement.

13-19. Refroidissement des transformateurs

La chaleur dégagée dans le noyau et les enroulements d'un transformateur en service peut être évacuée dans le milieu ambiant directement par l'air qui entoure le noyau et les enroulements; c'est le cas des *transformateurs à air*.

Les conditions de refroidissement de l'isolement sont meilleures pour les *transformateurs à bain d'huile*. Dans ces derniers le noyau et les enroulements sont placés dans un bac rempli d'huile minérale soigneusement filtrée. L'huile en baignant les enroulements et le noyau les refroidit de façon intense par convection. Cela permet d'accroître considérablement la charge thermique des parties actives du transformateur. La rigidité diélectrique de l'huile est plusieurs fois supérieure à celle de l'air, ce qui permet de réduire considérablement les distances entre le cuivre des enroulements et le noyau.

La chaleur dégagée par les parties actives du transformateur doit être évacuée dans l'air ambiant par la surface de refroidissement du bac. Cette surface de refroidissement est formée surtout par les surfaces latérales du bac car le fond évacue mal la chaleur et sur le couvercle sont généralement installés différents dispositifs auxiliaires. Pour les transformateurs allant jusqu'à 30 kVA, un bac lisse fournit une surface de refroidissement suffisante. Mais avec l'accroissement de la puissance il faut augmenter la surface de refroidissement du bac, ce qui est assuré par l'emploi de bacs à tubes pour des transformateurs allant jusqu'à 20 000 kVA (fig. 13-33). Un refroidissement plus énergique est obtenu par l'emploi de bacs à radiateurs qui sont parfois dotés de dispositifs de ventilation des radiateurs.

L'huile dans le bac d'un transformateur se chauffe considérablement pendant le travail et se dilate. Lorsque la charge diminue l'huile en se refroidissant revient à son volume initial. Il faut donc prévoir dans le bac un espace permettant l'expansion de l'huile. Mais lorsque l'huile se contracte, de l'air humide pénètre à l'intérieur du bac et cède son humidité à l'huile qui est très hygroscopique. A chaque refroidissement de l'huile une nouvelle portion de l'humidité pénètre dans le bac. Il en résulte que sur le fond du bac une couche d'eau est accumulée et la rigidité diélectrique de l'huile diminue considérablement. Enfin l'oxygène contenu dans l'air

provoque dans l'huile des phénomènes d'oxydation qui contribuent également à réduire sa rigidité diélectrique.

Pour éviter que l'huile soit en contact avec l'air on remplit le bac jusqu'au bord et on utilise un conservateur d'huile (fig. 13-33 et 13-34), réservoir installé sur le couvercle du transformateur et relié au bac par une tubulure qui s'achève dans le conservateur un peu plus haut que le niveau de son fond. L'humidité de l'air et les dépôts restent en grande partie sur le fond du réservoir dans un décanteur d'où ils sont évacués périodiquement à l'aide d'un robinet de vidange. Le réservoir est muni d'un niveau d'huile et d'un tube percé de trous pour l'aspiration et le refoulement de l'air. La surface de contact de l'huile avec l'air dans le réservoir est beaucoup plus petite que dans le bac. En outre, l'huile y est à une température plus basse et pour cette raison l'oxydation est moindre.

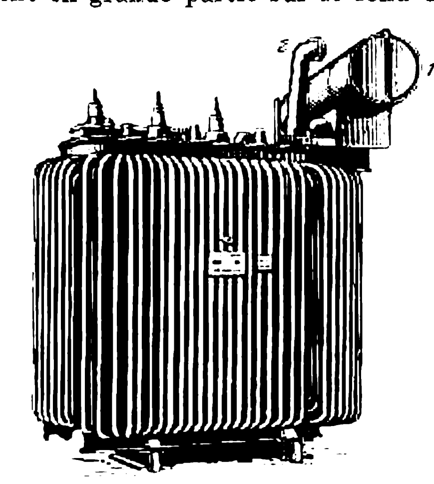


Fig. 13-33. Transformateur à cuve à tubes: 1 — conservateur d'huile; 2 — tuyau d'échappement

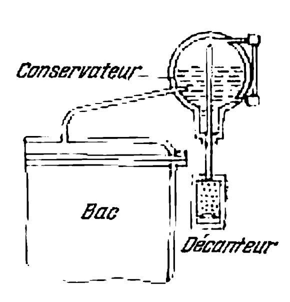


Fig. 13-34. Aménagement d'un conservateur d'huile

Les transformateurs dont la puissance dépasse 50 kVA ou la tension dépasse 6 kV sont obligatoirement munis d'un conservateur d'huile.

Pour surveiller la température des couches supérieures de l'huile (qui ne doit pas dépasser 95°C) on installe dans le couvercle supérieur du bac un thermomètre ou on munit le transformateur d'un détecteur de température.

Il faut surveiller l'état de l'huile car elle présente un danger d'incendie et d'explosion. Si les propriétés isolantes de l'huile deviennent mauvaises un percement peut avoir lieu avec formation d'un arc et l'huile prend feu. Les gaz qui se forment alors en abondance peuvent rejeter le couvercle du transformateur et l'huile enflammée sera rejetée du bac. Pour cette raison les transformateurs dans l'huile sont installés dans des locaux spéciaux.

Pour protéger les transformateurs de moyenne et grande puissance, on les munit d'un relais dit *relais Buchholz*. Ce relais est installé dans la tubulure qui réunit le bac du transformateur au conservateur. Lorsque des gaz se dégagent en grande quantité le relais met automatiquement le transformateur hors circuit en prévenant ainsi l'avarie.

Pour prévenir la déformation du bac dans les transformateurs de 1 000 kVA et plus on installe un tuyau d'échappement (fig. 13-33) fermé par une plaque de verre formant membrane. Lorsque les gaz se forment en grande quantité ils chassent la membrane et s'échappent dans l'atmosphère.

Dans les installations particulièrement importantes on utilise des transformateurs remplis d'un liquide synthétique non combustible « sovol » ou de sable de quartz.

13-20. Transformateurs de mesure

Le branchement direct des appareils de mesure dans le circuit haute tension serait très dangereux et pour cette raison les appareils de mesure et de protection automatique (relais, etc.) sont branchés dans le circuit secondaire d'un transformateur de mesure ; ce circuit secondaire est lié au circuit haute tension seulement par le flux magnétique dans le noyau.

Ces transformateurs servent également à étendre les calibres des appareils à courant alternatif comme le font les résistances additionnelles et les shunts. L'emploi des transformateurs de mesure de différents calibres permet d'utiliser les mêmes appareils prévus pour des valeurs de mesure limites standard (100 V et 5 A) pour mesurer différents courants et tensions.

Pour le branchement des voltmètres, des fréquencemètres et des circuits tension de certains appareils de mesure (wattmètres, compteurs, phasemètres) et des relais on utilise des *transformateurs de tension*. Pour le branchement des ampèremètres et des circuits de courant des différents appareils de mesure et relais on utilise des *transformateurs de courant*.

Le schéma de principe d'un *transformateur de tension* et sa représentation symbolique sont indiqués fig. 13-35. Un tel transformateur ressemble à un transformateur de faible puissance. Son enroulement primaire (enroulement haute tension) à grand nombre de spires est connecté à la tension à mesurer U_1 et l'enroulement secondaire (enroulement basse tension) est fermé sur un voltmètre et sur les circuits de tension d'autres appareils. Ces enroulements sont concentriques et l'enroulement haute tension entoure l'enroulement basse tension comme dans les transformateurs de puissance. Tous les appareils de mesure sont couplés en parallèle pour qu'ils soient

à la même tension secondaire du transformateur. La resistance d'un voltmètre et des circuits de tension des appareils de mesure est relativement grande (de l'ordre de quelques milliers d'ohms); on voit donc qu'un transformateur de tension fonctionne dans des conditions voisines de celles de marche à vide d'un transformateur

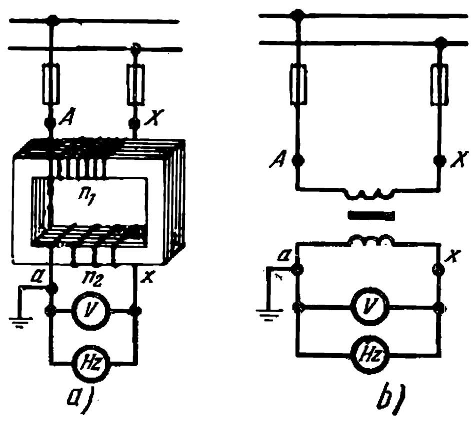


Fig. 13-35. Schéma de principe d'un transformateur de tension (a) et symbole de ce dernier (b)

de puissance. Il en résulte que les chutes de tension intérieures Z_1I_1 et Z_2I_2 dans ses enroulements sont relativement faibles, ce qui permet d'admettre:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 \quad \text{et} \quad \dot{U}_2 = \dot{E}_2$$

et puisque

$$E_1 = \frac{n_1}{n_2} E_2$$

la tension est

$$\dot{U}_1 = -\frac{n_1}{n_2}\dot{U}_2 = -k_{12}\dot{U}_2, \tag{13-33}$$

c'est-à-dire que la tension secondaire est liée à la tension primaire par un rapport constant égal au rapport de transformation; remarquons que la tension secondaire est en opposition de phase avec la tension primaire. Par rapport à l'appareil de mesure la tension secondaire doit être en phase avec la tension primaire (fig. 13-36). On obtient cela par une connexion appropriée des bornes de l'enroulement secondaire et de l'appareil de mesure. La connexion des enroulements d'un transformateur de tension se fait donc selon le groupe 12 (§ 13-13). De cette façon le transformateur de tension transmet dans le circuit secondaire une valeur proportionnellement

changée de la haute tension primaire et sa phase. Cela permet par la mesure de la basse tension U_2 de déterminer la haute tension primaire U_1. Une transmission correcte de la phase est importante évidemment non pour les voltmètres et les fréquencemètres mais pour les wattmètres et les compteurs. Si un voltmètre fonctionne toujours avec le même transformateur de tension, son échelle est directement graduée en valeurs de la tension primaire. Les wattmèt-

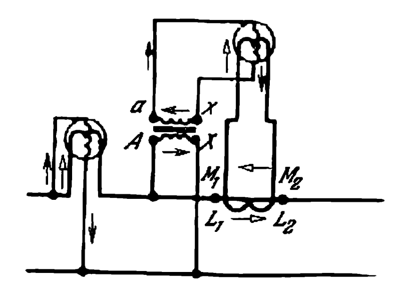


Fig. 13-36. Sens relatif des courants dans les enroulements du transformateur et dans l'appareil indicateur

res et les compteurs, fonctionnant constamment à des rapports de transformation déterminés des transformateurs de mesure, sont aussi étalonnés en tenant compte de ces rapports. La tension secondaire nominale de tous les transformateurs de tension a la même valeur standard de 100 volts.

Afin d'assurer la sécurité du personnel, la borne de l'enroulement secondaire et l'enveloppe métallique d'un transformateur de tension doivent être mises à la terre. On prévient ainsi l'apparition de la haute tension entre les appareils de mesure connectés au transformateur et la terre en cas d'endommagement des isolants entre les enroulements.

Le rapport de la tension primaire à la tension secondaire serait rigoureusement constant si les chutes de tension intérieures dans le transformateur étaient nulles. En réalité, l'existence de ces chutes de tension intérieures provoque une certaine erreur dans le transfert de la valeur de la tension, l'*erreur de rapport*, et une autre dans le transfert de la phase, l'*erreur de phase* (déphasage).

L'erreur de rapport exprimée en pour cent est l'erreur dans la mesure de la tension primaire rapportée à la valeur réelle de cette tension. On peut aussi exprimer cette erreur comme la différence entre le rapport nominal $k_{12\,\mathrm{nom}}$ et le rapport réel k_{12} rapportée au rapport de transformation réel.

$$f_U\,\% = \frac{U_2 k_{12\mathrm{nom}} - U_1}{U_1}\,100 = \frac{k_{12\mathrm{nom}} - k_{12}}{k_{12}}\,100. \qquad (13\text{-}34)$$

Le déphasage est défini comme l'angle δ_U entre le vecteur de la tension primaire et le vecteur de la tension secondaire décalé de

180° (fig. 13-37). Il est considéré comme positif si le vecteur de la grandeur secondaire décalé de 180° est en avance sur le vecteur de la grandeur primaire. Le déphasage est mesuré en minutes.

Pour les tensions jusqu'à 6 kV on se sert de transformateurs de tension à air et à refroidissement naturel, pour les tensions supérieures à 6 kV on utilise des transformateurs de tension à bain d'huile (fig. 13-38). On fabrique aussi des transformateurs de tension triphasés.

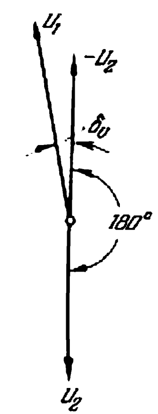


Fig. 13-37. Erreur de phase d'un transformateur de tension

Les *transformateurs de courant*, eux, sont branchés en série côté enroulement primaire (fig. 13-39), et l'enroulement secondaire est fermé directement sur un ampèremètre et les circuits de courant d'autres appareils de mesure. Tous ces appareils sont branchés en série car ils doivent être parcourus par le même courant. La résistance totale de l'ampèremètre et des circuits de courant des appareils de mesure est relativement faible (généralement inférieure à un ohm), et pour cette raison le transformateur de courant travaille dans des conditions voisines de celles de l'essai en court-circuit d'un transformateur de puissance. La tension de l'enroulement secondaire du transformateur de courant est compensée par la chute de tension dans la résistance relativement faible des appareils de mesure et des fils de connexion. Cette grandeur est de l'ordre de 1 à 6 volts. A cette faible valeur de la tension correspondent une faible valeur de la force électromotrice E_2 et, par conséquent, une faible valeur du flux dans le noyau du transformateur puisque

$$\Phi_M = \frac{E_2}{4{,}44 n_2 f}.$$

Pour produire un tel flux il faut une force magnétisante insignifiante $n_1 I_0$ et pour cela dans l'équation de la force magnétisante d'un transformateur de courant

$$n_1 \dot{I}_1 = n_1 \dot{I}_0 + (-n_2 \dot{I}_2)$$

on peut négliger cette grandeur et adopter:

$$I_1 = \frac{n_2}{n_1} I_2 = k_i I_2, \qquad (13\text{-}35)$$

c'est-à-dire que l'on peut trouver le courant primaire en multipliant l'intensité du courant secondaire par le rapport de transformation constant k_i. Lorsque les bornes sont convenablement choisies les

courants dans les appareils de mesure sont en phase avec le courant dans le circuit primaire (fig. 13-36). Si l'ampèremètre est destiné à être utilisé constamment avec un transformateur de courant déterminé, les valeurs du courant primaire sont portées directement

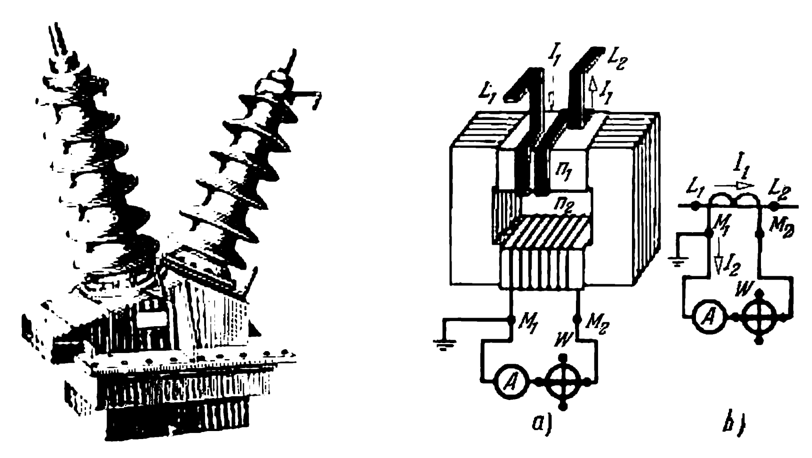


Fig. 13-38. Transformateur de tension monophasé

Fig. 13-39. Schéma de principe d'un transformateur de courant (*a*) et symbole de ce dernier (*b*)

sur son échelle. Le courant secondaire nominal de tous les transformateurs de courant a la même valeur standard de 5 A (dans certains cas spéciaux 1 A).

Pour des raisons de sécurité une borne de l'enroulement secondaire et l'enveloppe en acier du transformateur de courant sont mises à la terre.

Le rapport entre les courants du transformateur est constant dans la mesure où on peut négliger la force magnétisante n_1I_0; en réalité, vu l'influence de cette force magnétisante, une certaine imprécision dans la transmission de la valeur de courant (*erreur de courant*) et une imprécision dans la transmission de la phase (*erreur de phase* δ_i) sont inévitables. On détermine ces deux grandeurs de la même façon que pour le transformateur de tension.

Les particularités de fonctionnement d'un transformateur de courant sont dues au fait que pour ce transformateur la grandeur indépendante n'est pas la tension primaire, comme pour le transformateur de tension, mais le courant primaire I_1. Ce courant, dans la plupart des cas, est beaucoup plus grand que le courant secondaire I_2 et pour cette raison le nombre de spires de l'enroulement primaire n_1 est faible et de beaucoup inférieur au nombre de spires de l'enroulement secondaire n_2. Pour de fortes intensités l'enroule-

ment primaire est constitué par un fil passant par la fenêtre du noyau de fer (fig. 13-40). La tension aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur de courant est de beaucoup inférieure à sa tension secondaire (car $n_1 < n_2$) et puisque cette dernière grandeur est de l'ordre de quelques volts, la tension primaire d'un transformateur de courant est souvent de l'ordre de quelques centièmes de volt.

En augmentant la résistance du circuit secondaire d'un transformateur de courant nous n'agissons pratiquement pas sur I_1 mais nous augmentons la force magnétisante n_1I_0 et diminuons n_2I_2; en effet, plus la résistance du circuit secondaire est grande, plus

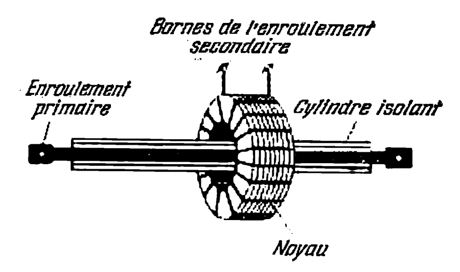


Fig. 13-40. Schéma d'un transformateur de traversée à une spire

grands doivent être la force électromotrice E_2 et le flux magnétique qui crée cette dernière. Mais plus n_1I_0 est grand, plus nous nous éloignons de la condition générale du fonctionnement précis d'un transformateur de courant, selon laquelle $n_1I_1 = n_2I_2$. Pour cette raison, pour les transformateurs de courant on indique la résistance maximale sur laquelle on peut fermer son enroulement secondaire sans sortir de la plage des erreurs admissibles. Cette résistance est d'autant plus petite que la précision du transformateur de courant est plus grande.

Plus la réluctance est petite, plus faible est la force magnétisante n_1I_0 nécessaire pour créer le même flux magnétique. Pour cette raison, pour des transformateurs de courant de précision on utilise des noyaux sans joints et des noyaux en permalloy (dans des transformateurs de courant universels УТТ-5) (fig. 13-41).

Si pendant le fonctionnement d'un transformateur de courant on ouvre son enroulement secondaire, le courant secondaire I_2 devient nul et le courant primaire I_1 ne change pas; tout le courant primaire sera magnétisant $n_1I_1 = n_1I_0$ et puisque normalement n_1I_0 est égal environ à 1/2 % de n_1I_1 un tel accroissement de la force magnétisante provoque une grande augmentation du flux magnétique (limité, lui, par la saturation du noyau). Les pertes dans le fer sont approximativement proportionnelles au carré du flux

magnétique et l'accroissement du flux provoquera donc un fort échauffement du fer du noyau, échauffement dangereux pour l'isolant, ce qui peut provoquer la perforation de ce dernier et un court-circuit à la terre côté haute tension.

En plus, la force électromotrice E_2 est proportionnelle au flux et l'accroissement de ce dernier lors de l'ouverture du circuit secondaire provoque une apparition dans le circuit secondaire d'une force électromotrice de quelques centaines de volts et même jusqu'à

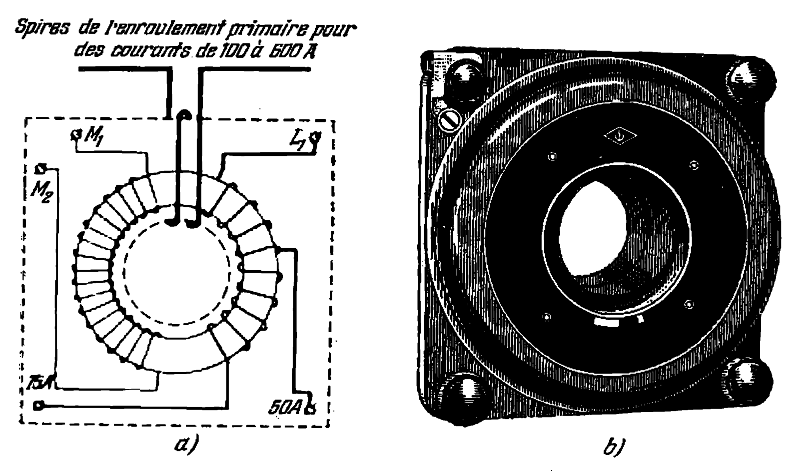


Fig. 13-41. Transformateur de courant universel УТТ-5 : *a* — schéma ; *b* — vue extérieure

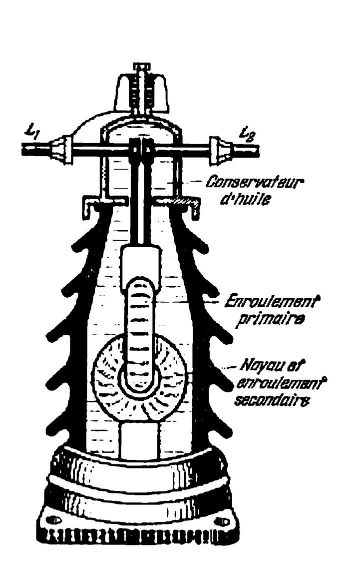
1,5 kV dans les transformateurs de courant prévus pour des grandes intensités. Pour ces raisons on ne doit pas ouvrir le circuit secondaire d'un transformateur de courant en fonctionnement.

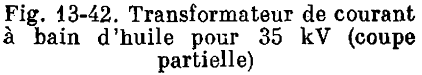
Les transformateurs de courant doivent souvent présenter *une tenue aux courts-circuits* car ils se trouvent sur le trajet des courants de court-circuit et sur leurs secondaires sont branchés les appareils de protection (relais) qui déclenchent les disjoncteurs en cas de court-circuit.

Les transformateurs de courant à air sont isolés avec du papier bakélisé et de la céramique (fig. 13-42), et pour les très hautes tensions ces transformateurs sont dans l'huile (fig. 13-42 et 13-43).

Pour des courants allant jusqu'à 50 A environ, l'enroulement primaire d'un transformateur de courant doit avoir plusieurs spires (transformateur à bobines) et pour les courants de 500 A et plus, on utilise des transformateurs de traversée à une spire. Les pinces ampèremétriques (fig. 13-44), utilisées pour la mesure approximative des courants de 20 à 1 000 A en basse tension, sont des variantes de

transformateur de traversée. Le circuit magnétique d'une pince comprend deux moitiés en U réunies par un fort ressort. Le circuit




Fig. 13-42. Transformateur de courant à bain d'huile pour 35 kV (coupe partielle)

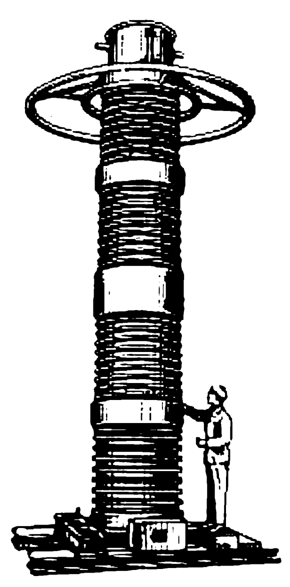


Fig. 13-43. Transformateur de courant pour 400 kV

magnétique est en tôles d'acier magnétique et les deux joints sont soigneusement rectifiés.

En appuyant sur les poignées on peut ouvrir la pince et y introduire le fil dont le courant doit être mesuré. Ce fil sert d'enroulement primaire. L'enroulement secondaire du transformateur entoure le noyau. Il est fermé sur un ampèremètre placé sur la pince même.

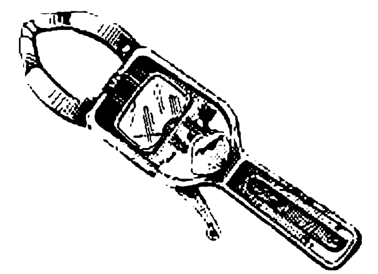


Fig. 13-44. Pince ampèremétrique

Les transformateurs sont divisés en classes de précision définies généralement par l'erreur maximum admissible du rapport de transformation. Par exemple, un transformateur de tension de la classe de précision 0,5 a une erreur de tension admissible de $\pm 0,5$ % et celle de déphasage de ± 20 mn pour une tension primaire comprise entre 80 et 120 % de la tension nominale ; un transformateur de courant de la classe de précision 1 a une erreur de courant admissible

de $\pm 1,0$ % et un déphasage de ± 80 mn pour une charge secondaire comprise entre 25 et 100 % de la charge nominale et pour un courant primaire compris entre 20 et 100 % du courant nominal.

Pour pouvoir connecter correctement les transformateurs de mesure avec les appareils de mesure il faut que les bornes des transformateurs soient marquées convenablement. Les bornes des transformateurs de tension sont marquées de la même façon que celles des transformateurs de puissance ($A - X$, $a - x$, etc.) ; le commencement et la fin de l'enroulement primaire des transformateurs de courant sont marqués respectivement L_1 et L_2 (ligne) et le commencement et la fin de l'enroulement secondaire M_1 et M_2 (appareil de mesure).

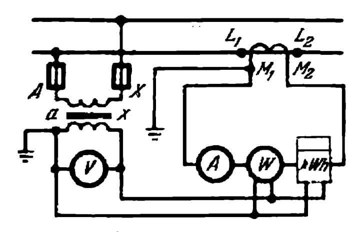


Fig. 13-45. Schéma de branchement d'un jeu d'appareils de mesure par l'intermédiaire de transformateurs de mesure dans un circuit monophasé de haute tension

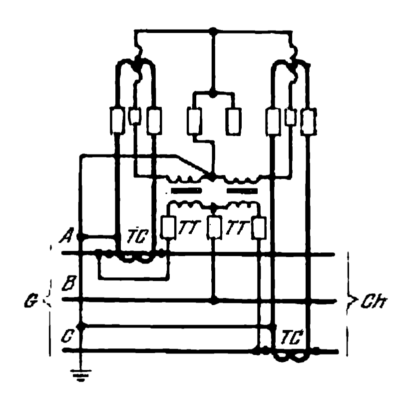


Fig. 13-46. Schéma de branchement d'un compteur triphasé à trois fils par l'intermédiaire de transformateurs de mesure

Le schéma de branchement d'un jeu d'appareils de mesure par l'intermédiaire d'un transformateur de courant et d'un transformateur de tension est indiqué fig. 13-45 pour un circuit monophasé. Pour des appareils à courant triphasé dans des installations sans fil neutre il faut deux transformateurs de courant et deux transformateurs de tension (ou un transformateur de tension triphasé). La fig. 13-46 donne le schéma de branchement d'un compteur triphasé dans un réseau trifilaire.

Les indications d'un wattmètre (ou d'un compteur) branché par l'intermédiaire des transformateurs de tension et de courant doivent être multipliées par les rapports de transformation k_{12} et k_i de ces transformateurs, c'est-à-dire $P_1 = P_2 k_{12} k_i$. Les erreurs des transformateurs de mesure influent sur les indications du wattmètre ; les erreurs de déphasage ont une grande influence sur les résultats obtenus surtout lorsqu'il s'agit de grands déphasages. Par suite de cette influence les indications d'un wattmètre sont proportionnelles

non à $\cos \varphi$ mais à $\cos (\varphi + \delta_U - \delta_i)$; les erreurs de déphasage sont alors additionnées car généralement $\delta_U < 0$ et $\delta_i > 0$. Cela peut provoquer une grande erreur par excès dans les indications du wattmètre.

13-21. Amplificateur magnétique

On appelle amplificateur un dispositif (fig. 13-47) à l'aide duquel une petite grandeur d'entrée contrôle une grandeur de sortie beaucoup plus grande obtenue depuis une source locale d'énergie. Un amplificateur magnétique est un amplificateur de puissance (ou de courant) à l'aide duquel une faible puissance de courant continu (ou de

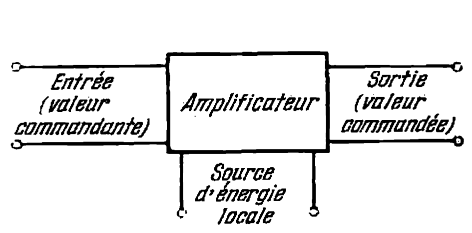


Fig. 13-47. Schéma général d'un amplificateur

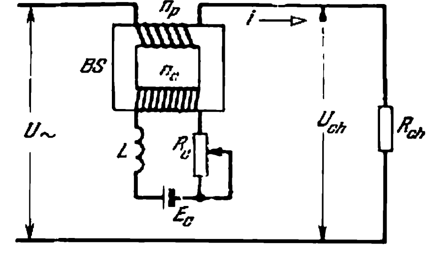


Fig. 13-48. Schéma de réglage de la puissance du courant de la charge P_{ch} par excitation de la bobine d'inductance de saturation *BS*

courant alternatif redressé) contrôle une puissance de courant alternatif beaucoup plus grande. Le coefficient d'amplification de l'amplificateur est donné par le rapport de la variation de la puissance de sortie (courant alternatif) à la variation de la puissance d'entrée (courant continu):

$$k_{amp} = \frac{\Delta P_s}{\Delta P_{ent}} .$$

L'amplificateur magnétique le plus simple est représenté par une bobine à noyau de fer dotée de deux enroulements. L'enroulement principal est en série avec la charge à contrôler R_{ch} (fig. 13-48) et l'enroulement de contrôle est parcouru par un courant continu qui excite le noyau de la bobine et de cette façon varie sa réactance inductive. L'inductance d'une bobine à noyau de fer est une grandeur variable, elle est proportionnelle à la perméabilité μ du noyau (voir § 5-4) qui dépend de l'intensité du champ (voir § 4-2) et qui, au cas d'un champ très intense, diminue avec l'accroissement de ce dernier.

Dans la bobine considérée la force magnétisante du courant continu en s'ajoutant à la force magnétisante du courant alternatif

diminue la réactance inductive de la bobine, donc augmente la tension aux bornes de la charge et la puissance absorbée. Ce processus est assez compliqué car l'inductance varie pendant la période du courant alternatif et le courant alternatif contrôlé devient non sinusoïdal. Cependant, c'est la variation de l'état du noyau périodiquement saturé par le courant de commande qui est le phénomène le plus important.

La saturation du noyau de l'amplificateur magnétique durant la régulation est la condition nécessaire pour obtenir un bon coefficient d'amplification. Pour cette raison il est désirable d'utiliser

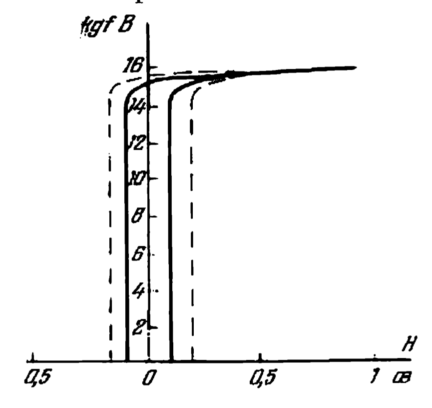


Fig. 13-49. Boucle d'hystérésis rectangulaire d'un alliage genre permalloy.

La courbe en trait continu a été relevée en courant continu ; la courbe en pointillé a été relevée en courant alternatif de fréquence industrielle

dans les amplificateurs magnétiques des noyaux en alliages rapidement saturables, à haute perméabilité initiale et faibles pertes par hystérésis. En particulier, les amplificateurs magnétiques sont dotés de noyaux en alliage fer-nickel du type permalloy dont la boucle d'hystérésis est rectangulaire (fig. 13-49) et la courbe d'aimantation peut être considérée comme comprenant deux parties rectilignes : dans les limites de la première partie la perméabilité dynamique $\mu = \frac{\partial B}{\partial H}$ est très grande et dans celles de la deuxième partie elle est pratiquement nulle ; donc dans le premier cas l'inductance dynamique $L_d = \frac{\partial \psi}{\partial i}$ sera grande et dans le deuxième cas elle sera nulle.

En utilisant une telle courbe d'aimantation idéale on peut, en première approximation, décrire de la façon suivante les phénomènes ayant lieu dans le circuit de la fig. 13-48. On applique au circuit une tension alternative sinusoïdale $u = U_M \sin \omega t$, le courant continu n'étant pas branché ; comme dans ces conditions le courant magnétisant de la bobine est très faible, la chute de tension $R_{ch} i$ dans la charge active est également très petite, on peut considérer toute la tension de la source comme étant appliquée aux bornes

de la bobine. En négligeant le faible courant magnétisant on peut admettre que la bobine bloque le circuit principal durant toute la période. Puisque nous négligeons les pertes dans la bobine nous pouvons considérer que $u = -e = n_p \frac{d\Phi}{dt}$ et $\Phi = \Phi_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ (voir fig. 10-2, § 10-2).

Branchons maintenant le courant de contrôle et donnons à sa force magnétisante $n_c I_c$ une valeur telle que, tant que cette f.m.m. agit seule, le flux dans le noyau n'atteigne pas la valeur de saturation. Mais lorsque les forces magnétisantes continue et alternative agissent simultanément de façon que leurs actions s'ajoutent, le flux Φ dans le noyau devenu Φ_{sat} ne peut plus croître ; il restera constant tant que l'action de ces forces magnétisantes continue et alternative maintient le noyau à l'état de saturation (période de saturation).

Pendant cette partie de la période, tant que $\Phi = \Phi_{sat} = \text{const}$, la force électromotrice n'est pas induite dans l'enroulement principal de la bobine car $e_p = -n_p \frac{d\Phi}{dt} = 0$ et la tension aux bornes de la bobine est égale à zéro.

Donc pour un noyau saturé, le circuit principal est débloqué et toute la tension u de la source du courant alternatif est appliquée aux bornes de la charge. Ce passage a lieu par bonds parce que la courbe d'aimantation du noyau a une forme presque rectangulaire.

Si, pour simplifier les choses, on admet que la charge est une résistance pure R_{ch}, lorsque le noyau est saturé la valeur instantanée du courant sera $i = \frac{u}{R_{ch}}$ et la courbe du courant pendant cette partie de la période aura donc la même forme que la courbe de tension.

Le circuit principal reste débloqué tant que la force magnétisante résultante due au courant alternatif et au courant continu est suffisante pour maintenir le noyau saturé. Mais par la suite, lorsque la tension en diminuant tend vers 0, le courant alternatif ne peut plus maintenir le noyau saturé : le flux diminue et sa variation induit dans l'enroulement principal une grande force électromotrice ; le circuit principal est bloqué et reste bloqué (période d'excitation) jusqu'au moment où le flux dans le noyau ne soit saturé de nouveau.

Pendant la période d'excitation un courant magnétisant relativement faible passe par le circuit ; par contre, la période d'excitation dure beaucoup plus longtemps que la période de saturation. La valeur moyenne du courant principal pendant une période doit être nulle car la tension de la source d'énergie électrique à courant alternatif ne comprend pas de composante continue. Ceci est facile à expliquer.

Le courant dans le circuit principal est dû à l'action commune de la tension u et de la force électromotrice induite $e = - n_p \frac{d\Phi}{dt}$, $i_p = \frac{u+e}{R_{ch}} = \frac{u}{R_{ch}} - \frac{n_p}{R_{ch}} \frac{d\Phi}{dt}$. Le premier terme de la dernière expression ne contient pas de composante continue car u est une grandeur sinusoïdale et le deuxième non plus, puisque Φ est une fonction périodique. La fig. 13-50 donne la courbe de la tension et du courant principal dans un circuit du type présenté sur la fig. 13-48. Plus le courant d'excitation est grand, plus tôt commencera la saturation et plus grande sera sa période. La courbe du courant principal n'est pas sinusoïdale

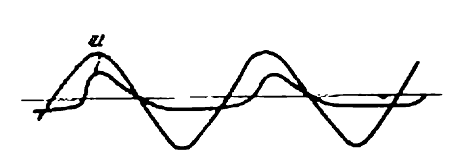


Fig. 13-50. Oscillogrammes de tension et de courant principal d'une installation du type indiqué sur la fig. 13-48

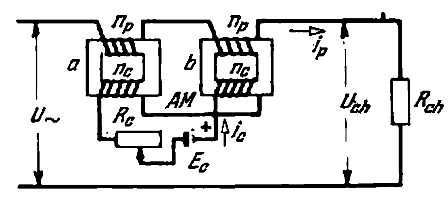


Fig. 13-51. Schéma d'un amplificateur magnétique avec les enroulements en série

et elle est asymétrique par rapport à l'axe des ordonnées. Elle contient donc des composantes harmoniques d'ordre pair (voir § 9-2) qui créeront dans le circuit principal plusieurs phénomènes secondaires parasites.

Le schéma (fig. 13-48) possède encore un défaut important. Le courant alternatif de la bobine induira dans l'enroulement à courant continu une force électromotrice alternative considérable comme cela a lieu dans l'enroulement secondaire d'un transformateur. Pour protéger le circuit de contrôle contre la naissance dans celui-ci d'un fort courant alternatif on a prévu dans le montage une grande inductance fixe L. Mais de sérieuses pertes d'énergie sont inévitables dans une telle inductance et sa force électromotrice d'auto-induction freinera les variations du courant continu de contrôle, c'est-à-dire que le contrôle sera à grande inertie.

Pour compenser cette force électromotrice alternative indésirable dans le circuit de contrôle, on dote les amplificateurs magnétiques de deux noyaux identiques portant chacun un enroulement principal n_p à courant alternatif et un enroulement de commande n_c à courant continu. De cette façon, l'amplificateur magnétique comprend deux bobines saturables *BS*. Les enroulements principaux de ces bobines peuvent être couplés soit en série (fig. 13-51) soit en parallèle. Quant aux enroulements de contrôle, ils doivent être couplés

de façon que les forces électromotrices induites en eux par l'onde principale de courant alternatif soient en opposition de phase et qu'elles se compensent mutuellement. Tant que les noyaux ne sont pas excités par le courant continu, la tension u de la source d'énergie se divise de manière identique entre ces noyaux où apparaissent des flux magnétiques Φ_a et Φ_b variant sinusoïdalement. Les paramètres de l'amplificateur magnétique sont choisis de façon que la valeur maximale du flux $\Phi_M = \frac{U_M}{2\cdot 4{,}44 n_p f}$ soit inférieure à la valeur du flux de saturation Φ_{sat}. Etant donné que le courant magnétisant des bobines est très faible, le circuit principal est bloqué et les forces électromotrices alternatives induites dans les deux enroulements de contrôle se compensent mutuellement. C'est la *période d'excitation*.

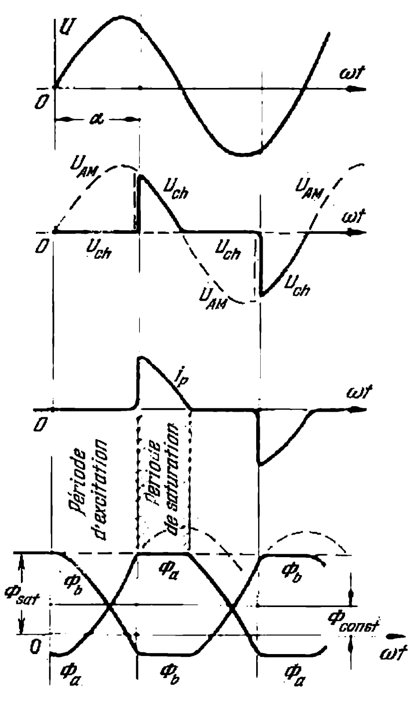


Fig. 13-52. Courbes des valeurs instantanées: de la tension de la source u, des tensions partielles u_{am}, de l'amplificateur magnétique, et u_{ch}, de la charge du courant principal i_p et des flux dans les noyaux de l'amplificateur branché suivant le schéma indiqué sur la fig. 13-51

En présence d'une excitation continue pendant la première moitié d'une période du courant alternatif, la force magnétisante du courant alternatif $n_p i_p$ dans le noyau a s'ajoute à la force magnétisante du courant continu $n_c I_c$ et dans le noyau b ces forces magnétisantes s'opposent. Pendant la deuxième moitié de la période c'est l'inverse qui se passe: les forces magnétisantes s'ajoutent dans le noyau b et se retranchent dans le noyau a. Tant que le flux résultant Φ_a dans le noyau a n'atteint pas la valeur de saturation, une grande force électromotrice sera induite dans l'enroulement principal et le circuit sera bloqué; cependant pour $\alpha = \omega t_1$ (fig. 13-52) le flux Φ_a atteindra la valeur de saturation, aussi le changement ultérieur du flux dans le noyau a cessera et la tension à ses bornes tombera à zéro.

Mais en même temps le noyau de la bobine d'inductance b n'est pas saturé et il semble que cette seconde bobine devrait présenter

une grande réactance inductive dans le circuit principal. En réalité la réactance inductive de la bobine *b* est très petite parce que son enroulement de contrôle est branché directement sur l'enroulement de contrôle de la bobine *a* et sur la résistance de la source à courant continu, et puisque cette résistance est relativement faible et que la force électromotrice alternative n'est pas induite dans le premier enroulement de contrôle, le deuxième enroulement de contrôle se trouve pratiquement court-circuité. Il en résulte que la bobine d'inductance *b* se trouve dans des conditions qui correspondent à celles du régime de court-circuit d'un transformateur (voir § 13-8 et 13-9). Dans de telles conditions le transformateur peut être remplacé par une très faible résistance équivalente. En réalité, le régime de la bobine *b* est analogue au régime de service d'un transformateur de courant (voir § 13-20) et la tension aux bornes de l'enroulement primaire d'un transformateur de courant est très petite. Il en résulte qu'à partir de l'instant où le flux dans le noyau d'une bobine atteint la valeur de saturation, le circuit principal est débloqué parce que dans l'enroulement principal de la première bobine la force électromotrice n'est pas induite et en même temps le circuit de contrôle de la seconde bobine est presque court-circuité (car la force électromotrice induite dans l'enroulement de contrôle de la première bobine disparaît). La durée de saturation continue jusqu'à la fin de la première alternance où la baisse de la tension sinusoïdale *u* de la source diminue tellement le courant principal que la saturation de la première bobine cesse. Comme le courant dans le noyau *a* commencera à varier, des f.é.m. seront induites dans ses deux enroulements, et la seconde bobine ne sera plus en court-circuit. De cette façon, les bobines de l'amplificateur magnétique passeront à nouveau à une période d'excitation. Leur réactance inductive deviendra grande et le circuit principal sera bloqué car y passera seulement le faible courant magnétisant de l'amplificateur. Pendant la deuxième moitié de la période le phénomène de débloquage du circuit se répétera avec la seule différence que les bobines qui forment l'amplificateur magnétique changeront de rôle. De cette façon, la courbe du courant principal sera symétrique par rapport à l'axe des abscisses et par conséquent ne contiendra pas d'harmoniques d'ordre pair. Les variations du courant continu de contrôle changent l'instant de passage du régime d'excitation au régime de saturation et de cette façon modifient la valeur efficace I du courant principal. La relation qui lie cette valeur à celle du courant de contrôle est appelée caractéristique de contrôle (ou caractéristique de charge) de l'amplificateur magnétique. On peut la rendre presque rectiligne (fig. 13-53). Cette caractéristique coupe l'axe des ordonnées car lorsque le circuit de contrôle est ouvert $I_c = 0$, dans le circuit principal passe un faible courant d'excitation

des bobines. La limite supérieure de la régulation est obtenue lorsque l'excitation par courant continu maintient les noyaux saturés pendant toute la période du courant alternatif. A ces conditions limites correspond la valeur efficace maximum du courant principal $I_{p\,max} = \frac{U}{R_{ch}}$ (pour le cas d'une charge non réactive).

Pratiquement cette valeur limite sera plus petite parce que la résistance de l'amplificateur saturé n'est pas nulle.

On voit de la description du mode du travail de l'amplificateur magnétique que la régulation par excitation à courant continu fait changer la durée relative du déblocage du circuit principal pendant la période du courant alternatif. A ce point de vue le contrôle à l'aide d'un amplificateur magnétique est analogue à celui à l'aide d'un thyratron (voir § 17-11).

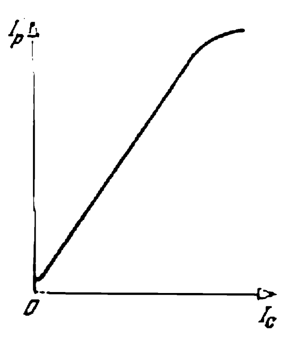


Fig. 13-53. Courbe caractéristique de commande (caractéristique de charge) d'un amplificateur magnétique

Examinons maintenant certaines particularités de fonctionnement du circuit de contrôle de l'amplificateur magnétique. Durant la période de saturation dans l'enroulement de contrôle de la bobine saturée une force électromotrice n'est pas induite car le flux de cette bobine ne change pas dans le temps, mais le noyau de la seconde bobine d'inductance n'est pas saturé. Le flux y est petit en grandeur mais il change dans le temps lorsque le courant principal varie et par conséquent dans l'enroulement de contrôle de la seconde bobine d'inductance une certaine force électromotrice alternative est induite. Il est facile de déterminer le courant créé par cette force électromotrice dans le circuit de contrôle en partant du fait que le régime de fonctionnement de la seconde bobine d'inductance est analogue au régime d'un transformateur de courant. L'équation des forces magnétisantes d'un transformateur (13-8) peut être employée également pour les valeurs instantanées des composantes alternatives des courants dans les enroulements de la deuxième bobine d'inductance

$$n_p i_p + n_c i_c = n_p i_{10}$$

et puisque la bobine d'inductance fonctionne comme un transformateur de courant (voir § 13-20), on peut admettre que la force magnétisante résultante $n_p i_{10} \approx 0$, d'où $-n_c i_c = n_p i_p$. Par conséquent, dans le circuit de contrôle un courant alternatif est induit dont la courbe des valeurs instantanées a la même forme que celle du courant principal. Mais ce courant est induit pendant une alternance par le flux de la première bobine d'inductance et pendant l'autre par

le flux de la seconde bobine d'inductance. Les enroulements de contrôle des bobines d'inductance sont en opposition et les impulsions du courant induites par ces bobines dans les enroulements de contrôle sont donc de même sens (fig. 13-54). Donc, dans l'enroulement de contrôle un courant alternatif est engendré dont la fréquence est le double de la fréquence du circuit principal. C'est le courant d'harmonique d'ordre 2 et pour cette raison le régime de travail de l'amplificateur que nous venons d'examiner est appelé régime à deuxièmes harmoniques libres.

Les enroulements principaux de l'amplificateur magnétique peuvent être en parallèle (fig. 13-54). Dans ce cas, leur mode de

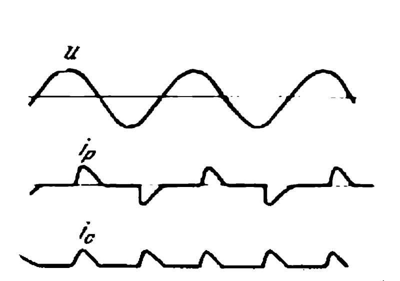


Fig. 13-54. Courbes de la tension, du courant principal et du courant de commande d'un amplificateur magnétique en régime comportant les deuxièmes harmoniques libres

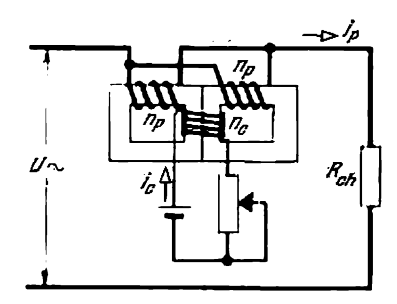


Fig. 13-55. Schéma d'un amplificateur magnétique avec les enroulements de service en parallèle

fonctionnement est identique à celui décrit plus haut. Lorsque le noyau d'une bobine d'inductance sera saturé, la seconde bobine travaillera comme un transformateur de courant ; pour cette raison pendant la période de saturation le courant principal passera par les enroulements des deux bobines. Comme on le voit schématiquement sur la fig. 13-55, l'enroulement de contrôle de l'amplificateur magnétique est généralement commun pour les deux noyaux. Le remplacement de deux circuits magnétiques par un seul à trois colonnes (analogue au noyau d'un transformateur triphasé, fig. 13-19) peut être admis seulement dans le cas où les phénomènes d'hystérésis dans la colonne intérieure, par laquelle le flux alternatif ne se ferme pas, n'influencent pas la commande.

Pour améliorer les caractéristiques de l'amplificateur magnétique, ses noyaux sont souvent fabriqués sous forme de tores en matériaux spéciaux et sont munis de plusieurs enroulements auxiliaires (de contre-réaction et autres).

Le domaine d'utilisation des amplificateurs magnétiques est très vaste et s'étend rapidement. Ils sont utilisés en télégraphie

et en téléphonie par fil et sans fil, pour la commande des moteurs électriques, pour la régulation de l'éclairage, pour la commande des fours électriques, etc. Souvent les amplificateurs magnétiques sont installés à la sortie des amplificateurs électroniques ou à semi-conducteurs, lorsque la puissance de sortie de ceux-ci est insuffisante pour mettre en marche les actionneurs (chapitre 18), ou à l'entrée des amplificateurs rotatifs (§ 15-20).

Les avantages des amplificateurs magnétiques sont: la durée de service illimitée, l'absence des pièces mobiles, une grande résistance mécanique, un prix réduit et une mise en marche instantanée. Mais les distorsions lors de l'amplification y sont encore très grandes et bien qu'un amplificateur magnétique paraisse être simple, la théorie des phénomènes internes qui y ont lieu est très compliquée. Nous avons exposé seulement les principes généraux de cette théorie.

Chapitre XIV

MACHINES ASYNCHRONES

14-1. Constitution de la machine asynchrone

Les machines électriques servent à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique (générateurs) ou à transformer l'énergie électrique en celle mécanique (moteurs). La machine asynchrone inventée par M. Dolivo-Dobrovolski en 1888 est la plus simple et la plus répandue. Elle est basée sur le principe de l'action d'un champ tournant sur un enroulement en court-circuit (§ 8-8).

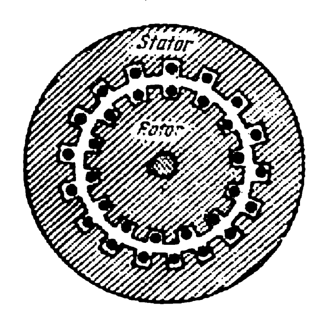


Fig. 14-1. Circuit magnétique d'une machine asynchrone

Le circuit magnétique d'une machine asynchrone comprend deux parties : la partie extérieure fixe en forme d'un cylindre creux et la partie intérieure cylindrique tournante (fig. 14-1). Les deux parties sont en tôles magnétiques de 0,5 mm d'épaisseur. Ces tôles sont isolées les unes des autres par une couche de vernis afin de réduire les pertes par courants de Foucault.

La partie immobile de la machine est appelée *stator* et la partie tournante *rotor*.

Dans les encoches situées du côté intérieur du stator est placé un enroulement triphasé dont les courants créent le champ tournant de la machine. Dans les encoches du rotor est placé un deuxième enroulement où naissent des courants induits par le champ tournant. Le stator se trouve dans une carcasse qui forme la partie extérieure de la machine, tandis que le rotor est calé sur un arbre (fig. 14-2 et 14-3).

Une machine asynchrone comme toutes les machines électriques est *réversible*, c'est-à-dire qu'elle peut travailler en moteur ou en générateur. Le régime de travail d'une machine est déterminé par la vitesse de son champ tournant par rapport au rotor. La vitesse de rotation du champ dans l'espace [N_1 (tr/mn)] est proportionnelle à la pulsation ω du courant alternatif ; par rapport au rotor cette vitesse varie en fonction du sens et de la vitesse de rotation

[N_2 (tr/mn)] du rotor même. Cette vitesse relative du champ est égale à la différence $N_1 - N_2$. Le *glissement*

$$g = \frac{N_1 - N_2}{N_1} \qquad (14\text{-}1)$$

est la grandeur caractéristique qui détermine les conditions de travail d'une machine asynchrone. Ce glissement est positif lorsque la machine travaille en moteur et négatif lorsque la machine travaille en générateur.

Si une machine asynchrone fonctionne comme moteur, son enroulement statorique joue le rôle d'enroulement primaire et reçoit

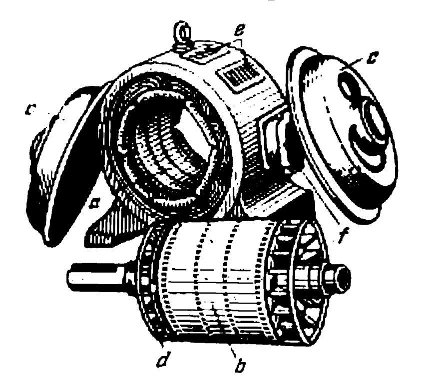


Fig. 14-2. Moteur asynchrone à rotor en court-circuit démonté:

a — stator; *b* — rotor; *c* — boucliers; *d* — ventilateur; *e* — ouvertures de ventilation; *f* — boîte à bornes

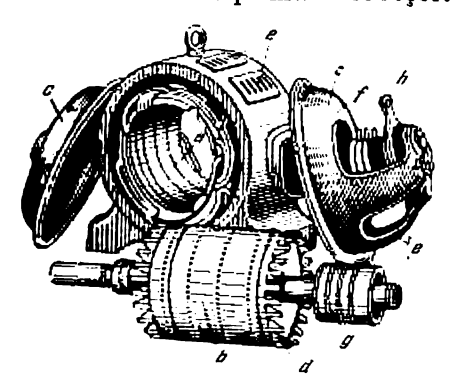


Fig. 14-3. Moteur asynchrone à bagues démonté:

a — stator; *b* — rotor; *c* — boucliers; *d* — ventilateur; *e* — trous de ventilation; *f* — boîte à bornes; *g* — bagues; *h* — porte-balais et balais

l'énergie depuis le réseau triphasé. Le champ tournant, créé dans la machine par les courants de l'enroulement statorique, induit des courants dans l'enroulement fermé du rotor. L'interaction de ces courants et du champ magnétique crée un couple moteur obligeant le rotor à suivre le champ et à produire un travail mécanique. Mais, plus la vitesse du rotor N_2 est proche de la vitesse du champ tournant N_1, plus petites sont les forces électromotrices induites par le champ dans le rotor et par conséquent plus petits sont les courants dans le rotor. La diminution des courants réduit le couple moteur agissant sur le rotor et pour cette raison ce dernier tournera plus lentement que le champ.

Lorsque la charge mécanique d'un moteur asynchrone augmente, la valeur du couple résistant sur l'arbre dépasse celle du couple moteur et le glissement augmente. L'accroissement du glissement provoque un accroissement de la force électromotrice et des courants

rotoriques, ce qui fait augmenter le couple moteur et rétablit l'équilibre dynamique du couple moteur et du couple résistant. Ainsi, l'accroissement de la charge d'un moteur asynchrone augmente son glissement.

Dans les moteurs asynchrones ordinaires, le glissement est très petit même à pleine charge. Il est d'environ 4 % pour les petits moteurs et d'environ 1,5 à 2 % pour les gros moteurs.

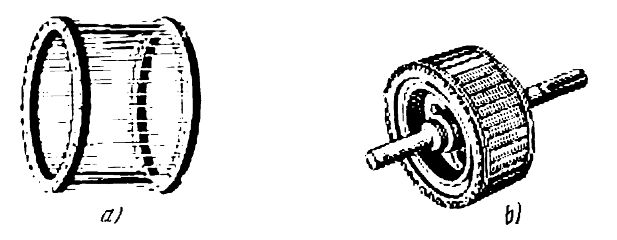


Fig. 14-4. Cage d'écureuil (*a*) et rotor en court-circuit (*b*)

Les rotors des machines asynchrones sont de deux types: rotors en court-circuit (fig. 14-2) et rotors à bagues (fig. 14-3). Les premiers, plus simples, sont utilisés plus fréquemment. L'enroulement d'un

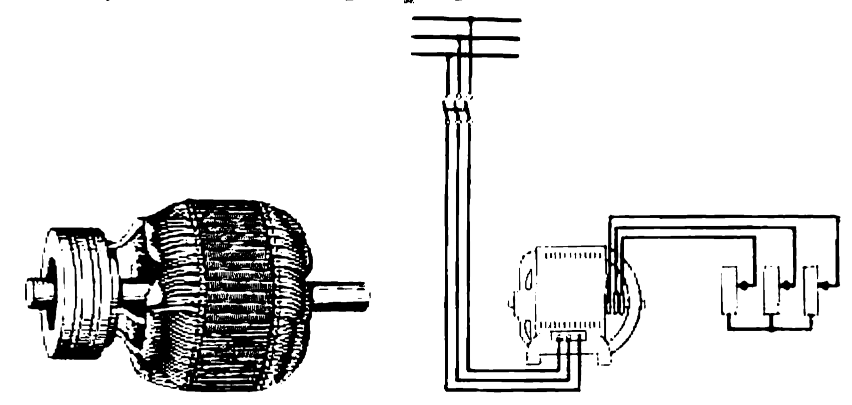


Fig. 14-5. Rotor à bagues (rotor bobiné)

Fig. 14-6. Schéma d'un moteur à bagues muni d'un rhéostat de démarrage

tel rotor est constitué par une cage cylindrique, dite cage d'écureuil, formée de barres de cuivre ou d'aluminium court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux. Les barres non isolées de cet enroulement sont placées dans les encoches du rotor (fig. 14-4). On utilise également la méthode qui consiste à couler de l'aluminium pour remplir les encoches rotoriques et pour former les anneaux de court-circuitage.

Le *rotor à bagues* appelé également *rotor bobiné* se compose d'un enroulement à conducteurs isolés (fig. 14-5), généralement triphasé et monté en étoile. Les extrémités libres de cet enroulement sont amenées aux bagues calées sur l'arbre du rotor. Les balais frottant sur les bagues relient l'enroulement rotorique à un rhéostat triphasé (fig. 14-6). Un tel dispositif permet de varier la résistance du circuit rotorique, ce qui est d'une grande importance lors du démarrage du moteur.

La machine asynchrone a ceci de commun avec un transformateur que le transfert de l'énergie de l'enroulement statorique (primaire) à l'enroulement rotorique (secondaire) est réalisé seulement par induction mutuelle. Pour cette raison la machine asynchrone est parfois appelée *machine à induction.*

14-2. Champ tournant du stator

Dans le § 8-8 nous avons décrit le champ tournant triphasé. Un tel champ créé par trois bobines comporte deux pôles et est appelé pour cette raison champ tournant bipolaire.

Pendant une période du courant alternatif le champ magnétique bipolaire fait un tour et par conséquent pour la fréquence standard (50 Hz) des installations de force ce champ fait $50 \cdot 60 = 3\,000$ tr/mn. La vitesse de rotation du rotor est un peu inférieure à cette vitesse de synchronisme.

Si on a besoin d'un moteur à vitesse de rotation plus faible, on utilise des moteurs à enroulement statorique à plusieurs pôles.

Fig. 14-7. Enroulement multipolaire du stator

La fig. 14-7 montre schématiquement un enroulement multipolaire comprenant neuf bobines.

La distance entre les côtés d'une bobine est réduite à 1/6 de la circonférence du stator et de cette façon on obtient un enroulement hexapolaire dans lequel on a trois bobines par phase. Pour simplifier le schéma de la fig. 14-7 on a indiqué uniquement les connexions de la première phase de l'enroulement; les connexions du côté arrière du noyau sont représentées en pointillé et dans chaque bobine on a montré seulement une spire.

Un tel enroulement multipolaire crée dans la machine un champ tournant qui ne passe pas par le centre de rotation et qui a la forme d'une onde magnétique progressive (§ 8-8).

A l'instant t_1, lorsque le courant de la première phase a sa valeur maximale, les courants dans les conducteurs de l'enroulement considéré auront les sens indiqués sur la fig. 14-7 et le champ magnétique de la machine sera réparti en rapport. Les lignes de force entrent en trois endroits dans le rotor et en sortent en trois autres

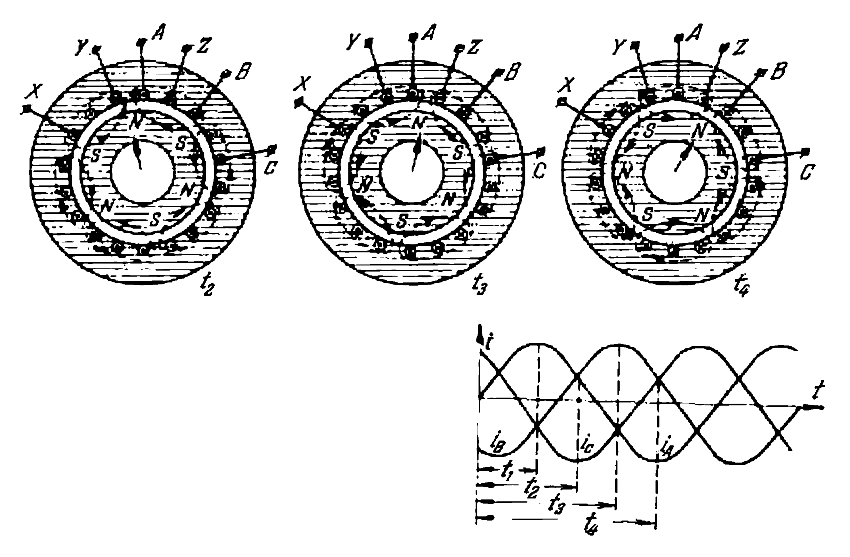


Fig. 14-8. Positions du champ tournant à trois instants et variations correspondantes des courants triphasés

formant ainsi trois paires de pôles ($p = 3$). A chaque paire de pôles du champ tournant correspondent trois bobines sur la circonférence du stator.

La fig. 14-8 donne la position du champ en fonction de la variation des valeurs instantanées des courants du système triphasé aux instants t_2, t_3, t_4.

La partie de la circonférence intérieure du stator qui correspond à deux pôles du champ tournant et qui est occupée par trois bobines des trois phases de l'enroulement est appelée double *pas polaire*. Ainsi le pas polaire de la machine est:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} . \tag{14-2}$$

Dans le cas général, lorsque le champ a p paires de pôles, sa vitesse de rotation est:

$$N_1 = \frac{60 \cdot f}{p} . \tag{14-3}$$

Lorsque le champ se déplace d'une paire de pôles, la phase de la force électromotrice induite dans les conducteurs du stator change de 360°. Par conséquent, à la circonférence du stator de la machine comportant $2p$ de pôles correspondent $p \cdot 360$ degrés électriques, c'est-à-dire qu'à l'angle géométrique β de la circonférence statorique correspond un angle électrique α p fois plus grand, d'où $\alpha = p \cdot \beta$.

Le sens de rotation du champ magnétique du moteur asynchrone est déterminé par l'ordre des phases (A, B, C) d'un système triphasé qui alimente l'enroulement statorique: une modification dans l'ordre des phases fait changer le sens de rotation du champ magnétique de la machine et par conséquent le sens de rotation du rotor.

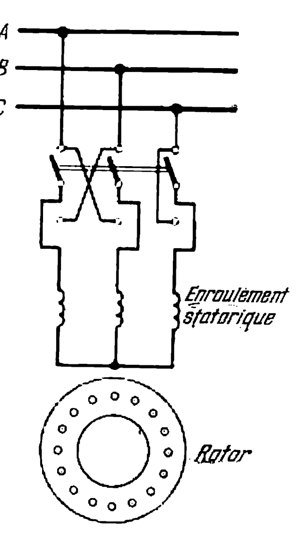


Fig. 14-9. Schéma permettant de renverser le sens de rotation d'un moteur asynchrone

De cette façon, pour changer le *sens de rotation* d'un moteur asynchrone il suffit de changer les connexions du stator au réseau de façon que la borne du stator connectée initialement disons au fil A du réseau soit connectée au fil B et de changer la connexion de la deuxième borne statorique avec le réseau (la connecter avec A au lieu de B).

Cette inversion des connexions pour changer le sens de marche du moteur peut être réalisée facilement à l'aide d'un commutateur bipolaire; cependant il est plus commode d'utiliser à cette fin un commutateur tripolaire (fig. 14-9) car ce dernier permet également de débrancher le stator du réseau.

14-3. Aménagement des enroulements statorique et rotorique

L'*enroulement statorique* doit être constitué de façon à permettre d'utiliser au mieux la circonférence du stator, d'obtenir le flux maximum pour une « dépense » minimum de la force magnétisante et d'atteindre autant que possible une répartition sinusoïdale du champ magnétique suivant la circonférence du stator. Pour exécuter la première exigence il est rationnel de répartir chaque côté des bobines de l'enroulement dans plusieurs encoches. La fig. 14-10 montre un enroulement triphasé bipolaire. A remarquer que les côtés des bobines de chaque phase sont répartis dans trois encoches. De cette façon chaque bobine (groupe de bobines) est divisée en

sections ; sur la fig. 14-10 les bobines de l'enroulement se composent de trois sections. A son tour chaque section comprend plusieurs spires.

Le schéma panoramique d'un groupe de bobines et comprenant trois sections de trois spires chacune est représenté fig. 14-11.

Généralement sur les schémas chaque conducteur n'est pas représenté mais seulement les côtés des sections qui sont conventionnellement repérés par de petits cercles (fig. 14-10).

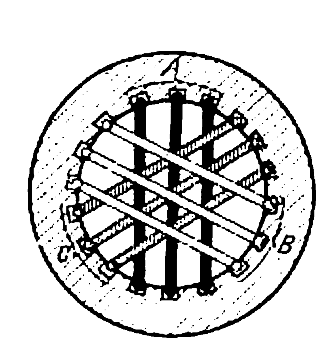


Fig. 14-10. Enroulement bipolaire triphasé du stator: $Q = 9$, $q = 3$

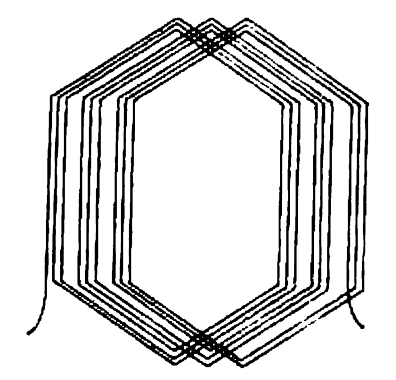


Fig. 14-11. Bobine comprenant trois sections; chaque section se compose de trois spires

Le nombre total d'encoches (ou de dents) sur la circonférence du stator est désigné par Z. De cette façon dans une machine à $2p$ de pôles le nombre d'encoches par pas polaire τ est égal à : $Q = \frac{Z}{2p}$. Chaque pas polaire doit comprendre les encoches des trois phases de l'enroulement ; par conséquent, le nombre d'encoches par pôle et par phase de l'enroulement triphasé sera :

$$q = \frac{Q}{3} = \frac{Z}{6p}.$$

Sur la fig. 14-10 le nombre d'encoches par pas polaire

$$Q = \frac{18}{2} = 9,$$

et le nombre d'encoches par pôle et par phase sera : $q = 3$.

Dans les machines asynchrones il y a généralement de 2 à 5 encoches par pôle et par phase.

La fig. 14-12 donne la répartition dans les encoches du stator de l'enroulement d'une phase d'une machine tétrapolaire dans

laquelle $q = 3$, c'est-à-dire que chaque groupe de bobines comprend trois sections. Le schéma panoramique des trois phases de cet enrou-

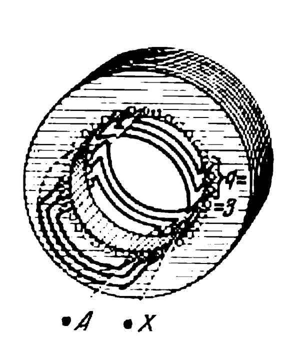


Fig. 14-12. Une phase d'enroulement d'une machine asynchrone quadripolaire

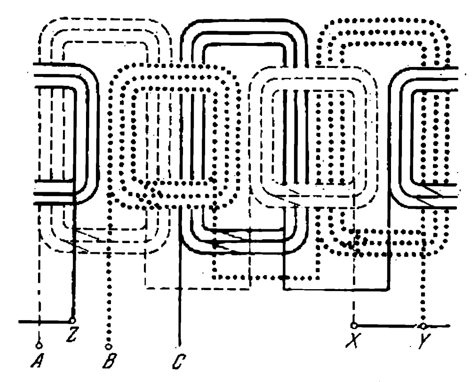


Fig. 14-13. Schéma panoramique de l'enroulement des trois phases du stator représenté sur la fig. 14-12

lement est indiqué sur la fig. 14-13. Les conducteurs qui réunissent différentes sections y sont représentés en traits plus fins.

Lors du bobinage les têtes de bobines sortant du stator doivent être pliées dans un plan transversal à l'axe de manière à pouvoir introduire ou sortir le rotor (voir par exemple la fig. 14-10). Ces têtes de bobines repliées forment les *connexions frontales* des enroulements (fig. 14-14). Etant donné que les connexions frontales de chaque phase se recouvrent, il faut les disposer dans les plans différents ; ainsi les connexions frontales de certaines bobines peuvent être un peu plus longues que celles des autres ; c'est ce que montrent les schémas de l'enroulement de façon conventionnelle par l'accroissement de la longueur des bobines correspondantes. Les conducteurs des connexions frontales ne participent pas au travail de la machine et les lignes de force qui se ferment autour d'eux constituent une grande partie du flux de dispersion du stator. Pour cette raison il est désirable que les connexions frontales de l'enroulement soient aussi courtes que possible.

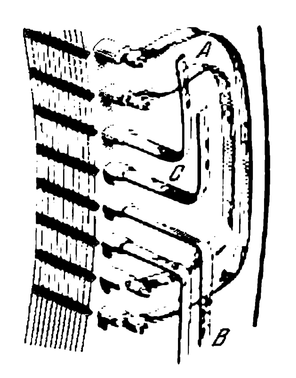


Fig. 14-14. Connexions frontales de l'enroulement

Sur les schémas et pour le calcul de l'enroulement la distance entre les côtés d'une spire de bobine est mesurée non pas en unités de longueur mais en fonction du pas polaire (ou en nombre de dents

passées). Cette largeur de la spire est appelée *pas d'enroulement y*. Si $y = \tau$ l'enroulement est appelé diamétral, si $y < \tau$ l'enroulement correspondant est appelé enroulement à pas raccourci.

Les sections de l'enroulement sont placées dans les encoches et si dans chaque encoche se trouve seulement un côté d'une section, cet enroulement est appelé enroulement *à un étage*. Si les côtés de deux sections sont placés suivant deux couches dans chaque encoche, cet enroulement est appelé enroulement *à deux étages* (fig. 14-15). Dans ce dernier cas un côté de chaque section se trouve

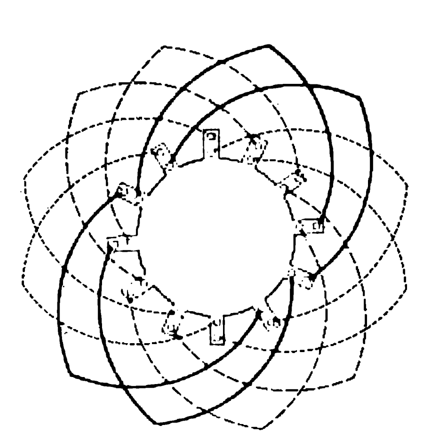


Fig. 14-15. Schéma d'un enroulement à deux étages

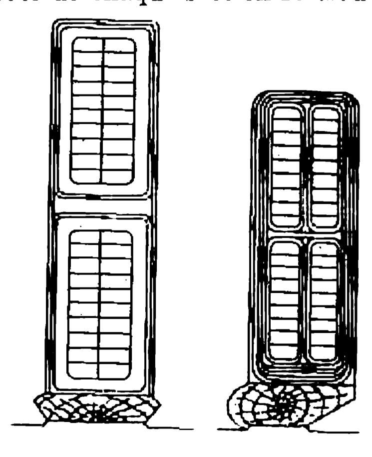


Fig. 14-16. Encoches statoriques d'une machine asynchrone.

A gauche, encoche ouverte; à droite, encoche semi-fermée asymétrique

à l'étage supérieur et l'autre côté de la même section à l'étage inférieur. Ce type d'enroulements est utilisé très souvent parce qu'il permet de fabriquer les bobines suivant un gabarit préparé à l'avance, et parce que lors de la confection des enroulements à deux étages on peut utiliser le pas raccourci qui a pour avantage la diminution de la longueur des connexions frontales.

Les encoches statoriques de la machine asynchrone sont semi-fermées ou ouvertes (fig. 14-16). L'utilisation des encoches ouvertes simplifie la mise en place des sections des enroulements et permet de mieux assurer l'isolement. Pour cette raison les machines à haute tension sont à encoches ouvertes. Mais d'autre part, les encoches ouvertes augmentent la réluctance de la machine, ce qui provoque un accroissement du courant magnétisant. A ce point de vue les encoches semi-fermées sont plus avantageuses. Ces dernières sont utilisées dans les machines asynchrones dont la tension ne dépasse pas 500 volts.

L'enroulement est immobilisé dans les encoches à l'aide de cales en bois placés dans la partie supérieure de l'encoche (fig. 14-16).

L'*enroulement rotorique* est en court-circuit ou bobiné, à bagues.

Le *champ magnétique du stator* est créé par son enroulement placé dans les encoches et réparti suivant la surface intérieure du stator. La réluctance le long de cette surface est constante. On peut négliger l'influence de la saturation magnétique car la plus grande partie de la réluctance sur le trajet du flux magnétique est représentée par l'entrefer séparant le stator et le rotor. Dans ces conditions on peut considérer l'induction et le flux de chaque phase proportionnels à la force magnétisante. Mais dans les limites de chaque phase la force magnétomotrice varie le long de la surface du stator.

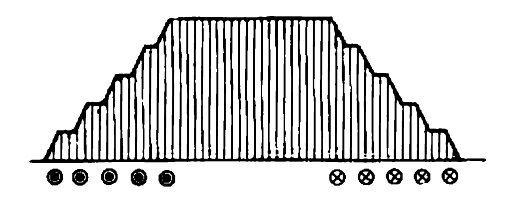


Fig. 14-17. Courbe en forme de trapèze du champ magnétique d'un enroulement statorique réparti

Au milieu d'une bobine répartie, l'induction est créée par toutes les spires de la bobine, mais à la partie extérieure de la bobine, l'induction n'est créée que par la spire extérieure. Si l'on suit la variation de la force magnétisante depuis la partie extérieure vers le milieu de la bobine on constate que la force magnétisante est répartie en gradins et par conséquent l'induction suivant la surface du stator change également en gradins (fig. 14-17). Avec un nombre suffisant de spires on obtient une courbe de forme trapézoïdale. Si la petite base de ce trapèze est égale à un tiers de la grande base une telle courbe est proche de la sinusoïde. Pour cette raison, dans la plupart des cas on peut considérer que le flux magnétique du stator est réparti pratiquement de façon sinusoïdale.

14-4. Facteur de bobinage

Chaque côté de la bobine d'enroulement est généralement placé dans plusieurs encoches, donc le champ tournant traverse les brins de la bobine non simultanément et entre les forces électromotrices induites dans ces brins existe un certain déphasage. La valeur de ce déphasage dépend du nombre de paires de pôles p et du nombre d'encoches Z. Le déphasage entre les forces électromotrices dans

les brins de deux encoches voisines sera:

$$\alpha = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z}.$$

Par suite du déphasage entre les forces électromotrices de différentes spires de la bobine, la force électromotrice totale E de la bobine est plus petite que le produit de la force électromotrice d'une spire E' par le nombre de spires n, c'est-à-dire que $E < E'n$ car les forces électromotrices des spires se composent géométriquement. De plus, si la largeur de la spire est inférieure au pas polaire τ, les forces électromotrices des deux brins qui forment une spire ne sont pas en phase non plus, ce qui à son tour provoque une diminution de la force électromotrice de l'enroulement. Lors du calcul de la force électromotrice de l'enroulement on tient compte de ces deux facteurs en faisant intervenir le *facteur de bobinage k*. Ce facteur est l'expression du rapport entre la force électromotrice totale de la bobine et la somme arithmétique des forces électromotrices de tous les brins qui forment cette bobine. Pour les enroulements des moteurs asynchrones $k = 0{,}92$ à $0{,}96$.

Des considérations analogues sont à faire en ce qui concerne l'enroulement bobiné du rotor où les forces électromotrices des différentes spires des bobines sont également déphasées l'une par rapport à l'autre.

14-5. Forces électromotrices du stator et du rotor

Le champ tournant induit une force électromotrice dans chacun des trois enroulements statoriques. La force électromotrice induite dans une spire de l'enroulement est

$$e' = -\frac{d\Phi}{dt}. \qquad (14\text{-}4)$$

Par rapport à cette spire le flux du champ tournant varie entre $+\Phi$ et $-\Phi$, Φ étant le flux résultant de grandeur constante du champ tournant. La valeur moyenne de la force électromotrice induite dans la spire pendant une demi-période, tant que la force électromotrice est positive, sera:

$$E'_{\text{moy}} = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} e'\,dt = -\frac{2}{T}\int_{+\Phi}^{-\Phi} d\Phi = \frac{4}{T}\Phi = 4f\Phi. \qquad (14\text{-}5)$$

Cette valeur ne dépend pas de la forme de la courbe de répartition du champ magnétique le long de la circonférence de la machine. Le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne est appelé facteur de forme k_f de la courbe (pour une sinusoïde $k_f = 1{,}11$).

Donc la valeur efficace de la force électromotrice d'une spire E' dépend de la forme de la courbe du champ car elle est égale au produit de la valeur moyenne de la force électromotrice E'_{moy} par k_f, c'est-à-dire que $E' = E'_{moy}k_f$, et la force électromotrice efficace induite dans une spire de l'enroulement statorique sera

$$E' = 4k_f f\Phi. \tag{14-6}$$

Lorsque la courbe a une forme sinusoïdale $k_f = 1{,}11$; dans ce cas on aura

$$E' = 4{,}44 f\Phi. \tag{14-7}$$

En déterminant la force électromotrice de l'enroulement ayant n_1 spires nous devons introduire le facteur de bobinage correspondant $k_1 < 1$ pour tenir compte de la diminution de la force électromotrice par suite de la composition géométrique des forces électromotrices des spires et de la diminution de la largeur de la spire ; la force électromotrice d'une phase de l'enroulement statorique sera alors :

$$E_1 = E'k_1n_1 = 4{,}44 f n_1 k_1 \Phi. \tag{14-8}$$

Tant que le rotor reste immobile son enroulement se trouve par rapport au champ tournant dans les mêmes conditions que l'enroulement statorique. Le champ tournant fait N_1 tr/mn ; de ce fait p paires de pôles du champ induisent dans le rotor une force électromotrice dont la fréquence est :

$$f = \frac{pN_1}{60}.$$

De cette façon la force électromotrice de l'enroulement du rotor *immobile* sera exprimée par une équation analogue à celle de la force électromotrice du stator, à savoir :

$$E_2 = 4{,}44 f n_2 k_2 \Phi, \tag{14-9}$$

où n_2 et k_2 sont respectivement le nombre de spires et le facteur de bobinage du rotor.

Mais lorsque le rotor tourne lui-même en suivant le champ, la vitesse du champ tournant par rapport au rotor est déterminée seulement par la différence des vitesses du champ N_1 et du rotor N_2 et par conséquent le champ fait par rapport au rotor $N_1 - N_2$ tr/mn et la fréquence de la force électromotrice du rotor diminue jusqu'à la valeur

$$f_2 = \frac{p(N_1 - N_2)}{60}. \tag{14-10}$$

Il est facile d'exprimer cette fréquence de la force électromotrice du rotor par la fréquence du réseau, puisque

$$f_2 = \frac{p(N_1 - N_2)}{60} \frac{N_1}{N_1} = \frac{pN_1}{60} \frac{N_1 - N_2}{N_1}$$

ou

$$f_2 = fg, \qquad (14\text{-}11)$$

donc, la fréquence de la force électromotrice du rotor est égale au produit de la fréquence du réseau (du stator) par le glissement.

De cette façon la force électromotrice du rotor tournant sera :

$$E_2 = 4{,}44 f_2 n_2 k_2 \Phi$$

ou

$$E_2 = 4{,}44 f g n_2 k_2 \Phi = E_{2\mathrm{im}} g, \qquad (14\text{-}12)$$

c'est-à-dire qu'elle sera égale au produit de la force électromotrice du rotor immobile par le glissement. Evidemment, cette expression est valable également pour le rotor immobile mais dans ce cas particulier $g = 1$.

14-6. Flux magnétiques d'une machine asynchrone

Le flux magnétique principal de la machine que nous avons envisagé dans toutes les équations indiquées plus haut, représente cette partie du flux magnétique qui traverse simultanément les spires du stator et du rotor. Mais, comme pour un transformateur, la machine asynchrone est l'objet de phénomènes de dispersion magnétique. Une partie de lignes de force de l'enroulement statorique se fermant hors du rotor forme le flux magnétique de dispersion du stator Φ_{d1} et une partie de lignes de force de l'enroulement rotorique se fermant hors du stator forme le flux de dispersion du rotor Φ_{d2} (fig. 14-18).

Plus les conducteurs sont placés profondément dans les encoches et plus les connexions frontales sont longues, plus les flux de dispersion sont élevés.

Les deux flux de dispersion passent une partie considérable de leur trajet dans l'air, ce qui permet de les considérer comme proportionnels en grandeur aux courants correspondants et en phase avec eux.

Chaque flux de dispersion induit dans l'enroulement correspondant une force électromotrice de dispersion (E_{d1} et E_{d2}). Ces forces électromotrices sont déphasées en arrière d'un quart de période par rapport aux flux qui les induisent ; nous pouvons exprimer les forces électromotrices de dispersion par les courants et les coefficients de proportionnalité correspondants qui ont la dimension d'une

réactance inductive:

$$-\dot{E}_{d1}=jX_1\dot{I}_1=j\omega L_1\dot{I}_1$$

et

$$-\dot{E}_{d2}=jX_2\dot{I}_2=j\omega L_2\dot{I}_2=jg\omega L_2\dot{I}_2,$$

où L_1 et L_2 sont les réactances inductives de dispersion du stator et du rotor.

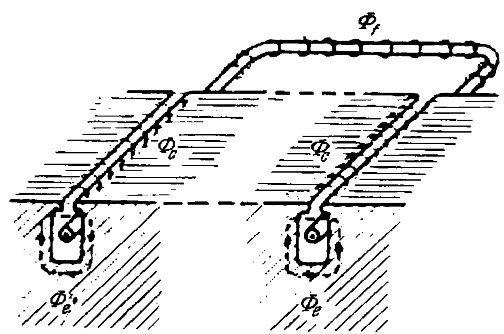


Fig. 14-18. Le flux de dispersion de l'enroulement d'une machine comprend le flux de dispersion Φ_e dont les lignes se ferment à travers l'encoche, le flux de dispersion Φ_f dont les lignes se ferment autour des parties frontales de l'enroulement et le flux de dispersion Φ_c dont les lignes se ferment entre les couronnes des dents du stator et du rotor

Comme pour le courant primaire d'un transformateur le courant d'une phase quelconque de l'enroulement statorique peut être exprimé en fonction d'une force électromotrice et d'une résistance:

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}_1+\dot{E}_1+\dot{E}_{d1}}{R_1},$$

où U_1 est la tension de l'enroulement statorique et R_1 la résistance de cet enroulement.

En substituant $-\dot{E}_{d1}=jX_1\dot{I}_1$ et en tenant compte du fait que $(R_1+jX_1)\dot{I}_1=Z_1\dot{I}_1$, nous obtenons l'équation dite d'équilibre électrique

$$\dot{U}_1=Z_1\dot{I}_1+(-\dot{E}_1). \qquad (14\text{-}13)$$

En première approximation on peut négliger la chute de tension $Z_1\dot{I}_1$ et admettre que $U_1\approx E_1$ et puisque $E_1=\text{const}\,\Phi$ conformément à l'équation (14-8), on a

$$U_1\approx\text{const}\,\Phi. \qquad (14\text{-}14)$$

La tension U_1 est une grandeur constante et par conséquent on peut considérer approximativement que le flux magnétique du champ tournant est également constant et ne dépend pas de la charge du moteur. Evidemment, cela est valable seulement pour une chute de tension relativement faible dans le stator Z_1I_1, ce que l'on constate dans les machines de moyenne et grande puissances.

Le flux magnétique de la machine Φ est créé par l'action commune des forces magnétisantes du stator et du rotor. Dans les deux cas il faut avoir en vue que les enroulements sont répartis dans plusieurs encoches, donc les forces magnétisantes de différentes sections des enroulements ne coïncident pas dans l'espace. Pour tenir compte de ce fait, il faut introduire un coefficient inférieur à l'unité et égal approximativement au facteur de bobinage k. Marquons le nombre de phases de l'enroulement statorique m_1 (égal à 3) et m_2 le nombre de phases de l'enroulement rotorique. De cette façon, la force magnétisante des trois enroulements du stator sera proportionnelle à $m_1n_1k_1I_1$ et la force magnétisante du rotor à $m_2n_2k_2I_2$.

Le rotor étant immobile les forces magnétisantes du stator et du rotor sont composées géométriquement en formant la force magnétisante de la machine de la même façon que cela se passe dans un transformateur, c'est-à-dire

$$m_1n_1k_1\dot{I}_1 + m_2n_2k_2\dot{I}_2 = m_1n_1k_1\dot{I}_0.$$

Dans ce cas la fréquence du courant statorique et celle du courant rotorique sont les mêmes et les ondes des forces magnétisantes créées par ces courants tournent dans l'espace à la même vitesse, c'est-à-dire qu'elles sont immobiles les unes par rapport aux autres et pour cette raison elles sont composées géométriquement.

Lorsqu'une machine asynchrone travaille, les conducteurs du rotor parcourus par le courant I_2 tournent par rapport aux conducteurs du stator qui sont immobiles. Examinons maintenant comment cette rotation influe sur le rapport entre la force magnétisante du stator et celle du rotor.

Lorsque le rotor tourne, la fréquence du courant statorique ne change pas et par suite la vitesse de rotation des forces magnétisantes du stator par rapport aux conducteurs du stator reste la même que dans un moteur immobile, à savoir égale à N_1.

D'autre part, le système polyphasé des courants du rotor, en parcourant les conducteurs de ce dernier, crée un champ propre qui tourne par rapport au rotor même. Le courant dans le rotor a une fréquence f_2, donc la vitesse de rotation de la force magnétisante du rotor par rapport au rotor même sera:

$$N_{\text{rel}} = \frac{f_2 \cdot 60}{p}, \qquad (14\text{-}15)$$

mais le rotor lui-même tourne dans l'espace à la vitesse N_2, par conséquent la force magnétisante du rotor tourne dans l'espace à la vitesse $N_{rel} + N_2$.

En remplaçant dans l'équation (14-15) la fréquence du rotor

$$f_2 = fg = \frac{pN_1}{60} \frac{N_1 - N_2}{N_1} = \frac{p(N_1 - N_2)}{60},$$

on obtient

$$N_{rel} + N_2 = N_1 - N_2 + N_2 = N_1,$$

c'est-à-dire que le champ du rotor tourne au synchronisme avec le champ du stator en devançant le rotor qui tourne plus lentement que le champ du stator.

En réalité, dans une machine asynchrone le champ magnétique, lors du transfert de l'énergie, sert de même élément de liaison entre les enroulements du stator et du rotor que le champ dans un transformateur, lors du transfert de l'énergie de l'enroulement primaire à l'enroulement secondaire. Mais le champ d'une machine asynchrone tourne dans l'espace et avec lui se déplacent suivant la périphérie, à vitesse de synchronisme, les ondes des forces magnétisantes du stator et du rotor. Ces ondes sont immobiles les unes par rapport aux autres.

Cette circonstance nous permet de composer géométriquement sur un diagramme la force magnétisante du rotor et celle du stator de la même façon que nous l'avons fait pour un rotor immobile. Donc, l'équation d'équilibre magnétique indiquée plus haut sera également valable pour le rotor tournant:

$$m_1 n_1 k_1 \dot{I}_1 + m_2 n_2 k_2 \dot{I}_2 = m_1 n_1 k_1 \dot{I}_0. \tag{14-16}$$

Nous pouvons transformer cette dernière équation en équation du courant du stator

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + \dot{I}_0. \tag{14-17}$$

Ici

$$\dot{I}'_2 = -\dot{I}_2 \frac{m_2 n_2 k_2}{m_1 n_1 k_1} \tag{14-18}$$

désigne le courant rapporté du rotor, c'est-à-dire cette partie du courant du stator qui équilibre l'action démagnétisante du courant rotorique.

Notons que le courant I_0 n'est pas égal au courant à vide du moteur car lors de la marche à vide le courant rotorique n'est pas nul. Pour rendre le courant du stator égal au courant magnétisant, il faut réaliser le régime de la marche à vide idéale à l'aide d'un moteur extérieur qui fait tourner le rotor jusqu'à la vitesse de synchronisme.

14-7. Courant rotorique

L'impédance du rotor se compose de la résistance R_2 et de la réactance inductive $2\pi f_2 L_2$; donc l'impédance du rotor est donnée par la formule :

$$z_2 = \sqrt{R_2^2 + (2\pi f_2 L_2)^2}.$$

En substituant

$$2\pi f_2 = g 2\pi f = g\omega,$$

où ω est la pulsation du réseau, on obtient :

$$z_2 = \sqrt{R^2 + (g\omega L_2)^2}. \qquad (14\text{-}19)$$

Nous pouvons considérer que R_2 et L_2 ne dépendent pas du glissement. Par conséquent, l'impédance du rotor z_2 doit augmenter considérablement avec l'accroissement du glissement g par suite de l'accroissement de la réactance inductive $g\omega L_2$.

Pour la même raison lors d'un accroissement du glissement le courant dans les enroulements du rotor n'augmente pas dans une telle mesure que la force électromotrice du rotor :

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + (g\omega L_2)^2}} = \frac{E_{2f}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (\omega L_2)^2}} \qquad (14\text{-}20)$$

14-8. Diagramme vectoriel du moteur asynchrone

Pour construire le diagramme du moteur, le rotor étant immobile, nous pouvons, comme pour un transformateur, partir du vecteur du flux magnétique principal Φ d'un pôle du champ tournant (fig. 14-19) ; par rapport à chacun des enroulements du moteur ce flux, comme nous l'avons déjà vu, est équivalent à un flux alternatif sinusoïdal.

Le flux magnétique induit dans les enroulements du stator et du rotor fixe des forces électromotrices E_1 et E_{2f} déphasées en arrière par rapport à Φ d'un quart de période ; la force électromotrice E_{2f} qui naît dans l'enroulement du rotor fixe crée un courant

$$I_2 = \frac{E_{2f}}{\sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2}} ; \qquad (14\text{-}21)$$

ce courant est déphasé en arrière par rapport à E_{2f} d'un angle

$$\psi_2 = \arccos \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2}} . \qquad (14\text{-}22)$$

La force électromotrice du rotor se composera alors d'une composante active R_2I_2, en phase avec I_2, et d'une composante réactive ωL_2I_2, en avance sur I_2 de $\frac{\pi}{2}$.

Le vecteur du courant magnétisant I_0 est en avance sur le vecteur Φ d'un angle α par suite de l'influence de l'hystérésis et des courants de Foucault.

Pour déterminer le vecteur du courant statorique I_1 revenons à l'équation (14-17) selon laquelle

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2.$$

La tension statorique

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + Z_1\dot{I}_1 = \dot{U} + Z_1\dot{I}_1. \quad (14\text{-}23)$$

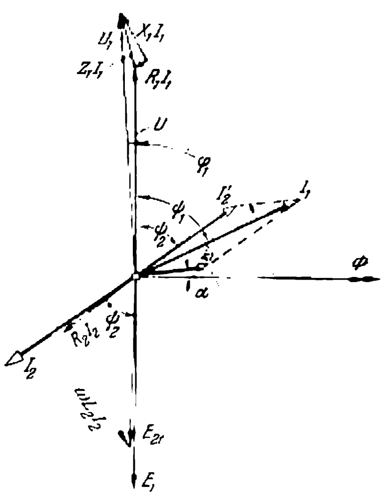


Fig. 14-19. Diagramme vectoriel d'une machine asynchrone, le rotor étant immobile

Nous traçons le vecteur $\dot{U} = -\dot{E}_1$ dirigé vers le haut et perpendiculaire à Φ ; il représente la composante de la tension qui équilibre la force électromotrice induite dans l'enroulement statorique par le champ tournant ; nous ajoutons à $\dot{U}$ le vecteur $R_1\dot{I}_1$ parallèle à $\dot{I}_1$ et le vecteur $X_1\dot{I}_1$ en avance sur $\dot{I}_1$ de 90°.

Le diagramme vectoriel du moteur immobile que nous venons de construire est en réalité identique au diagramme d'un transformateur à enroulement secondaire court-circuité.

La construction du diagramme vectoriel du moteur en marche est rendue difficile parce que la force électromotrice du rotor E_2 a une fréquence f_2 différente de la fréquence du stator.

Le diagramme vectoriel doit être construit pour des grandeurs sinusoïdales de même fréquence et pour cette raison il faut tracer séparément un diagramme vectoriel pour le rotor (fig. 14-20) et un autre pour le stator (fig. 14-21) de la machine. Pour ces deux diagrammes il est commode de prendre comme vecteur initial celui du flux magnétique Φ du champ tournant. Le flux Φ est invariable dans le temps mais il tourne dans l'espace et il est réparti de façon sinusoïdale suivant les circonférences du stator et du rotor. Par rapport à l'enroulement du rotor tournant il est équivalent à un flux, immobile par rapport au rotor, mais qui varie dans le temps sinusoïdalement à la fréquence f_2, et par rapport à l'enroulement

statorique il est équivalent à un flux immobile qui varie à la fréquence f.

Dans le diagramme du rotor la force électromotrice $\dot{E}_2$ est en retard de 90° par rapport à Φ. Le courant rotorique $\dot{I}_2$ est déphasé par rapport à $\dot{E}_2$ d'un angle $\psi_2 = \text{arc tg}\,\frac{g\omega L_2}{R_2}$. Etant donné que dans les conditions de travail normales $g = 0{,}02$ à $0{,}04$, cet angle est relativement petit. Le vecteur de la composante active $\dot{E}_{2a} = R_2\dot{I}_2$

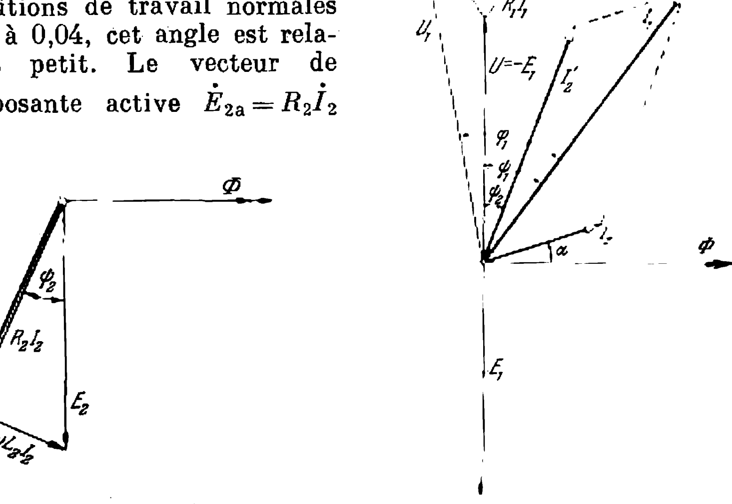


Fig. 14-20. Diagramme vectoriel d'un rotor tournant

Fig. 14-21. Diagramme vectoriel du stator d'un moteur asynchrone en charge

coïncide en direction avec $\dot{I}_2$. Le vecteur $g\omega L_2\dot{I}_2$ est en avance sur $\dot{I}_2$ de 90°.

Dans le diagramme du stator $\dot{I}_2'$ forme avec Φ un angle $90° - \psi_2$. Pour le reste le diagramme est construit de la même façon que pour l'enroulement primaire d'un transformateur.

14-9. Transformateur équivalent à un moteur asynchrone en fonctionnement

On peut construire un diagramme vectoriel commun pour le stator et le rotor d'un moteur asynchrone en fonctionnement. Pour cela il faut ramener les conditions du moteur aux conditions d'un transformateur équivalent. Le courant du rotor sera alors :

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + (g\omega L_2)^2}} = \frac{E_{2f}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (\omega L_2)^2}}.$$

Ici la simple opération de division du numérateur et du dénominateur par g a une grande importance pour l'étude du fonctionnement du moteur; par cette division nous avons remplacé la faible force électromotrice E_2 induite dans le rotor par la force électromotrice E_{2f}, très grande. Par contre, au dénominateur nous avons obtenu sous la racine une résistance variable

$$\frac{R_2}{g} > R_2.$$

L'équation (14-20) montre qu'on peut déterminer le courant dans le rotor tournant en partant de la force électromotrice du rotor immobile à fréquence f; cependant dans ce cas nous devons au lieu de la résistance réelle de l'enroulement rotorique R_2 considérer comme résistance $\frac{R_2}{g}$.

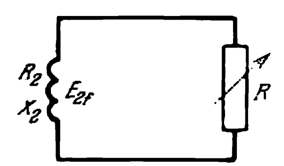


Fig. 14-22. Schéma équivalent d'un rotor tournant

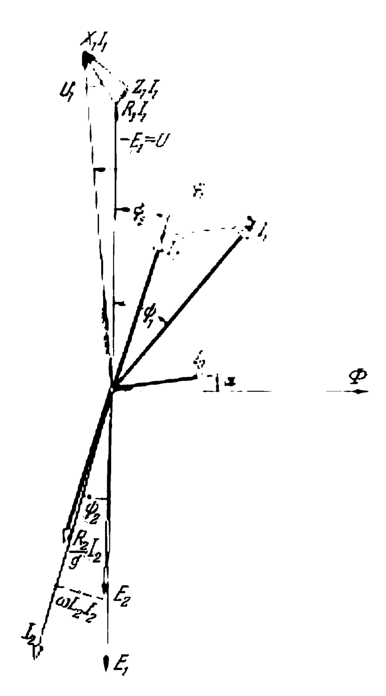


Fig. 14-23. Diagramme vectoriel d'un transformateur équivalent à un moteur asynchrone tournant

Nous pouvons considérer cette dernière grandeur comme la somme de la résistance de l'enroulement rotorique R_2 et d'une certaine résistance additionnelle R, en posant :

$$\frac{R_2}{g} = R_2 + R. \quad (14\text{-}24)$$

Dans ce cas les rapports dans le circuit rotorique seront identiques aux rapports dans l'enroulement secondaire du transformateur dans lequel est induite une force électromotrice E_{2f} et qui est fermé sur une résistance R (fig. 14-22).

Nous remplaçons les conditions du rotor tournant dans lequel, en plus d'une simple transformation d'énergie, a lieu la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, par les conditions d'une simple transformation, le rotor étant immobile.

Il en résulte que nous pouvons construire un diagramme vectoriel complet pour les deux circuits d'une machine asynchrone seulement pour les conditions fictives d'un rotor immobile fermé sur la résistance R. Un tel diagramme (fig. 14-23) est construit de la même façon que celui d'un moteur immobile (fig. 14-19) et seules les composantes de E_{2f} seront maintenant:

$$\omega L_2 I_2 \text{ et } \frac{R_2}{g} I_2.$$

14-10. Bilan énergétique

La composante active de la tension primaire de la machine, selon le diagramme (fig. 14-24), peut être exprimée de façon suivante:

$$U_1 \cos \varphi_1 = R_1 I_1 + U \cos \psi_1.$$

En multipliant cette équation par I_1 nous obtenons l'expression de la puissance absorbée par une phase du moteur. Elle est exprimée par les pertes dans le cuivre de l'enroulement et par la puissance

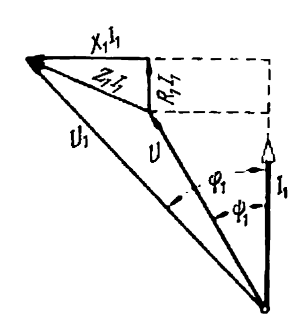


Fig. 14-24. Diagramme vectoriel des tensions statoriques

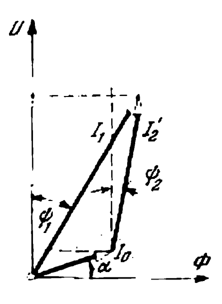


Fig. 14-25. Diagramme vectoriel des courants statoriques

transmise par une phase au champ tournant:

$$U_1 I_1 \cos \varphi_1 = R_1 I_1^2 + U I_1 \cos \psi_1. \tag{14-25}$$

Remplaçons ensuite $I_1 \cos \psi_1$ par les composantes correspondantes du courant magnétisant et du courant rapporté du rotor conformément au diagramme de la fig. 14-25:

$$I_1 \cos \psi_1 = I_0 \sin \alpha + I_2' \cos \psi_2,$$

par conséquent

$$U_1 I_1 \cos \varphi_1 = R_1 I_1^2 + U I_0 \sin \alpha + U I_2' \cos \psi_2.$$

Dans la dernière équation la puissance absorbée par une phase du moteur comprend la puissance perdue dans le cuivre du stator, la puissance des pertes dans le fer du noyau statorique et la puissance d'une phase transmise par le champ tournant au rotor.

L'absorption de la puissance par toutes les trois phases ($m_1 = 3$) du moteur sera:

$$3U_1I_1\cos\varphi_1 = 3R_1I_1^2 + 3UI_0\sin\alpha + 3UI_2'\cos\psi_2. \qquad (14\text{-}26)$$

Selon la formule (14-18) le courant rapporté du rotor

$$I_2' = -I_2\frac{m_2n_2k_2}{3n_1k_1},$$

et puisque

$$U = -E_1 = -E_{2f}\frac{n_1k_1}{n_2k_2},$$

on a

$$3UI_2'\cos\psi_2 = m_2E_{2f}I_2\cos\psi_2 = P_{\text{tour}}. \qquad (14\text{-}27)$$

C'est la puissance électrique transmise au rotor par le champ tournant. On peut exprimer la force électromotrice du rotor immobile E_{2f} par la force électromotrice du rotor tournant

$$E_{2f} = \frac{E_2}{g},$$

et ensuite tenir compte du fait que $E_2\cos\psi_2 = R_2I_2$ (fig. 14-20); nous obtenons alors l'équation de la puissance du moteur

$$3U_1I_1\cos\varphi_1 = 3R_1I_1^2 + 3UI_0\sin\alpha + \frac{m_2}{g}R_2I_2^2. \qquad (14\text{-}28)$$

La puissance du champ tournant de la machine P_{tour} est beaucoup plus grande que la puissance perdue par échauffement dans le rotor:

$$R_{c2} = m_2R_2I_2^2 = P_{\text{tour}}g. \qquad (14\text{-}29)$$

La différence entre ces puissances représente la puissance mécanique du rotor

$$P_{\text{méc}} = P_{\text{tour}} - P_{c2} = (1-g)P_{\text{tour}} \qquad (14\text{-}30)$$

ou

$$\frac{P_{\text{méc}}}{P_{c2}} = \frac{1-g}{g},$$

c'est-à-dire que plus le glissement est grand, plus la puissance mécanique est petite et plus les pertes par échauffement sont grandes.

Revenons maintenant aux relations du transformateur équivalent à un moteur asynchrone (voir § 14-9). En utilisant la relation

$$\frac{R_2}{g} = R_2 + R$$

et les équations (14-29) et (14-30) nous obtenons

$$P_{\text{méc}}=(1-g)\frac{m_2}{g}R_2I_2^2=m_2RI_2^2, \tag{14-31}$$

c'est-à-dire que la puissance mécanique du rotor peut être exprimée par la puissance électrique dépensée dans une certaine résistance R branchée dans le circuit du rotor immobile, cette résistance étant

$$R=R_2\frac{1-g}{g}. \tag{14-32}$$

Les conditions dans le rotor tournant vis-à-vis du bilan énergétique sont donc équivalentes aux conditions d'un rotor immobile fermé sur une résistance R; ainsi est donc confirmée du point de vue énergétique la justesse du diagramme de la fig. 14-23 construit pour un transformateur équivalent.

14-11. Couple moteur

La vitesse angulaire du champ ω_{ch} est p fois plus petite que la pulsation du courant alternatif, c'est-à-dire

$$\omega_{\text{ch}}=\frac{\omega}{p}.$$

La vitesse angulaire du rotor est égale à

$$\omega_{\text{r}}=\omega_{\text{ch}}(1-g)=\frac{\omega(1-g)}{p}. \tag{14-33}$$

La puissance mécanique est égale au produit du couple moteur C par la vitesse angulaire du rotor; par conséquent on a

$$P_{\text{méc}}=\frac{\omega}{p}(1-g)C$$

et selon la formule (14-31)

$$\frac{\omega}{p}(1-g)C=m_2I_2^2\frac{R_2}{g}(1-g),$$

d'où on tire le couple moteur

$$C=\frac{m_2p}{\omega g}R_2I_2^2. \tag{14-34}$$

On obtient la puissance sur l'arbre P lorsqu'on retranche de la puissance mécanique du moteur la puissance perdue par frottement P_{f} et les pertes supplémentaires dues aux courants de Foucault dans les dents du rotor $P_{\text{s.d}}$. Les pertes dans le fer du rotor sont relativement petites par suite de la faible fréquence du renversement d'aimantation et on peut donc les négliger.

Par conséquent on a

$$P = P_{\text{méc}} - P_f - P_{\text{s. d.}}$$

Remplaçons dans l'équation (14-34) R_2I_2 par $E_2 \cos \psi_2$ et tenons compte du fait que $E_2 = gE_{2f}$; l'équation du couple prendra donc la forme suivante:

$$C = \frac{m_2p}{\omega} E_{2f}I_2 \cos \psi_2 = \text{const} \cdot \frac{E_{2f}I_2 \cos \psi_2}{f} . \qquad (14\text{-}35)$$

Si on introduit dans cette équation

$$E_{2f} = 4{,}44fn_2k_2\Phi,$$

nous obtenons le couple

$$C = \text{const}\, \Phi I_2 \cos \psi_2. \qquad (14\text{-}36)$$

Cette forme de l'équation du couple nous rappelle la loi d'Ampère. Nous verrons plus tard que le produit du flux par le courant entre dans l'équation du couple moteur de toutes les machines électriques.

14-12. Circuit équivalent du moteur asynchrone

Afin de simplifier le calcul des différents régimes d'une machine asynchrone on peut faire pour elle, comme pour un transformateur, un circuit équivalent, c'est-à-dire que lors du calcul la machine est remplacée par plusieurs résistances et réactances inductives réunies électriquement. Un moteur asynchrone est une machine triphasée mais il est symétrique et pour cela il suffit de faire le circuit équivalent pour une seule phase.

Pour prouver la justesse du circuit équivalent retournons aux équations connues de la machine asynchrone et transformons-les de la même façon comme nous l'avons fait pour le transformateur.

Le courant rotorique $\dot{I}_2$ est lié au courant rapporté $\dot{I}_2'$ par la relation

$$\dot{I}_2 = -\dot{I}_2' \frac{n_1k_1m_1}{n_2k_2m_2} = -\dot{I}_2'k_i,$$

où k_i est le *rapport de transformation des courants* d'une machine asynchrone.

La tension $\dot{U}$ est liée à la force électromotrice du rotor immobile par la relation

$$\dot{U} = -\dot{E}_{2f} \frac{n_1k_1}{n_2k_2} = -\dot{E}_{2f}\, k_e,$$

où k_e est le *rapport de transformation des tensions* de la machine asynchrone.

On peut exprimer cette tension par les paramètres du circuit rotorique

$$\dot{U} = -(Z_2\dot{I}_2 + R\dot{I}_2)k_e,$$

où $Z_2 = R_2 + j\omega L_2$ est l'impédance du rotor immobile.

En substituant dans cette expression le courant rapporté au courant I_2 on obtient

$$\dot{U} = (Z_2\dot{I}'_2 + R\dot{I}'_2)\, k_e k_i.$$

La grandeur $k_e k_i$ est appelée *rapport de transformation* d'une machine asynchrone.

Comme pour le transformateur utilisons pour la machine asynchrone la notion de résistance et d'inductance du circuit secondaire rapportées au nombre de phases, au nombre de spires et au facteur de bobinage de l'enroulement statorique:

$$Z_2 k_e k_i = Z'_2 \text{ et } R k_e k_i = R'.$$

Cela simplifie l'expression de la tension

$$\dot{U} = Z'_2\dot{I}'_2 + R'\dot{I}'_2.$$

En introduisant cette valeur dans l'équation de la tension primaire, on obtient

$$\dot{U}_1 = Z_1\dot{I}_1 + Z'_2\dot{I}'_2 + R'\dot{I}'_2.$$

D'autre part, la tension U est proportionnelle au courant magnétisant I_0 et pour les mêmes raisons que pour le transformateur elle peut être exprimée de façon suivante:

$$\dot{U} = Z_{1\,2}\dot{I}_0.$$

$Z_{1\,2}$ est ici un coefficient de proportionnalité qui a la dimension d'une impédance. Dans le circuit équivalent cette impédance représente le circuit magnétique de la machine (on la remplace souvent par une ramification; la composante active du courant magnétisant passe par une branche et la composante réactive par l'autre).

Nous pouvons maintenant comparer les trois équations suivantes qui déterminent le schéma équivalent d'une machine asynchrone:

$$\dot{U}_1 = Z_1\dot{I}_1 + Z'_2\dot{I}'_2 + R'\dot{I}'_2;$$

$$\dot{U}_1 = Z_1\dot{I}_1 + Z_{1\,2}\dot{I}_0; \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2.$$

Le schéma équivalent de la fig. 14-26 (ou de la fig. 14-27) satisfait aux conditions de ces 3 équations. Notons que le courant $\dot{I}_0$ dans notre schéma correspond aux conditions de marche à vide idéale où

la puissance mécanique fournie par le rotor serait égale à zéro et en même temps le courant rotorique I_2 et le courant I_2' qui lui correspond dans le schéma équivalent seraient également nuls. Une telle marche à vide idéale aurait lieu si le rotor tournait à la vitesse

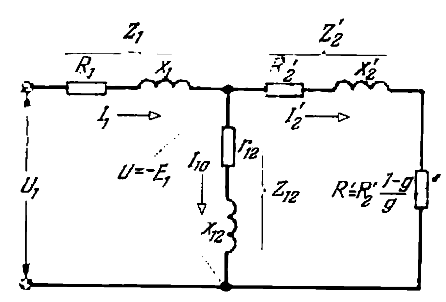


Fig. 14-26. Schéma équivalent d'un moteur asynchrone

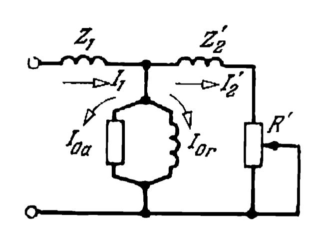


Fig. 14-27. Schéma équivalent d'un moteur asynchrone avec division du courant magnétisant en ses composantes

de synchronisme; dans ces conditions $g = 0$ et la résistance R' qui représente la charge mécanique sera:

$$R' = \frac{1-g}{g} R_2 k = \infty.$$

Aux variations de la charge mécanique sur l'arbre du moteur tournant correspondent dans le circuit équivalent les variations de R'. Si l'on freine le moteur, $R' = 0$. Ce seront les conditions d'un court-circuit du tronçon R' du circuit équivalent.

14-13. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone

Le glissement d'un moteur dépend de la charge et l'accroissement du glissement provoque dans certaines limites un accroissement du couple moteur. Selon (14-36) le couple moteur $C \sim \Phi I_2 \cos \psi_2$; dans cette expression deux grandeurs varient rapidement avec la variation du glissement. A un accroissement du glissement correspond d'abord une augmentation rapide du courant du rotor I_2 selon la formule (14-20), cela tant que $R_2 \gg g\omega L_2$, et ensuite cette augmentation est plus lente. Avec l'accroissement du glissement le facteur de puissance du circuit rotorique

$$\cos \psi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (g\omega L_2)^2}}$$

diminue d'abord lentement et puis de plus en plus rapidement.

Expliquons par un exemple simple le sens physique de la dépendance du couple moteur vis-à-vis de cos ψ_2. Si cos ψ_2 était égal à 1, c'est-à-dire si le circuit rotorique était purement résistif, les courants du rotor seraient en phase avec la force électromotrice et, par conséquent, lors de la rotation du champ ils auraient une valeur maximum toujours dans cette partie de la circonférence du rotor qui à l'instant donné est traversée par la partie la plus dense du champ

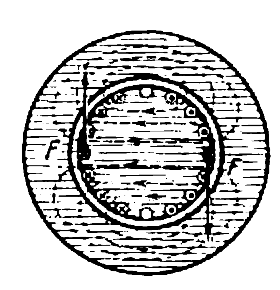


Fig. 14-28. Forces d'interaction des courants du rotor avec le champ magnétique tournant pour cos $\psi_2 = 1$

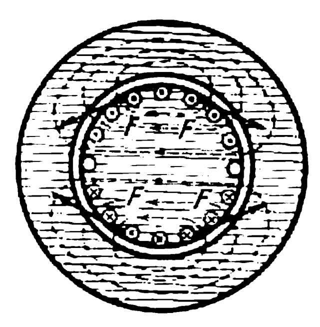


Fig. 14-29. Forces d'interaction des courants du rotor avec le champ magnétique tournant pour cos $\psi_2 = 0$

magnétique (fig. 14-28). Pour cette raison les forces d'interaction du champ magnétique et du courant dans le rotor, qui font tourner ce dernier, seront, dans ce cas, maxima.

Si on considère les conditions limites opposées et si on admet que cos $\psi_2 = 0$, c'est-à-dire qu'on admet que le rotor possède seulement une réactance inductive, les courants dans le rotor auront une valeur maximum dans les conducteurs du rotor où l'induction était maximum il y a un quart de période (fig. 14-29). Le courant sera maximum là où le champ est déjà absent et les forces qui agissent sur les fils restants s'équilibreront mutuellement.

En réalité, le circuit rotorique d'une machine asynchrone possède une résistance et une réactance inductive et cette dernière varie proportionnellement au glissement, ce qui influe sur le couple moteur de la machine. Enfin, l'influence du glissement se fait sentir sur le flux principal Φ de la machine, bien que dans une proportion moindre. A un accroissement du glissement correspond une augmentation du courant statorique et par conséquent la tension

$$\dot{U} = \dot{U}_1 - Z_1\dot{I}_1$$

diminue, ainsi que le flux magnétique Φ, proportionnel au courant.

De cette façon, dans l'expression du couple trois grandeurs dépendent du glissement. L'une d'elles augmente avec l'accroissement du glissement tandis que les deux autres diminuent. Donc, la valeur maximum du couple moteur correspond à une valeur déterminée du glissement.

Cependant pour pouvoir déterminer analytiquement les conditions correspondant au maximum du couple il faut l'exprimer en fonction des paramètres des deux circuits de la machine et de la tension indépendante du stator.

Adoptons comme expression initiale (14-34)

$$C=\frac{m_2 p}{\omega}\frac{R_2 I_2^2}{g}$$

et en utilisant les relations du circuit équivalent remplaçons:

$$I_2^2=k_i^2 I_2'^2 \quad \text{et} \quad R_2=\frac{R_2'}{k_e k_i},$$

d'où

$$m_2 R_2 I_2^2=m_2 k_i^2\frac{R_2'}{k_e k_i}I_2'^2=m_1 R_2' I_2'^2,$$

ce qui est une suite directe de l'égalité entre la puissance perdue dans le rotor et la puissance perdue dans la résistance correspondante du circuit équivalent. De cette façon,

$$C=\frac{m_1 p}{\omega}\frac{R_2' I_2'^2}{g}.$$

Selon le circuit équivalent (fig. 14-26)

$$I_2'=\frac{U}{\sqrt{(R_2'+R')^2+(X_2')^2}}=\frac{U}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2+X_2'^2}},$$

d'où

$$C=\frac{m_1 p}{\omega}\cdot\frac{U^2\frac{R_2'}{g}}{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2+X_2'^2}.$$

En utilisant le même circuit équivalent on peut exprimer la tension U par une grandeur constante, c'est-à-dire par la tension du stator U_1 et les résistances du circuit équivalent:

$$\dot{U}_1=\dot{U}+Z_1\dot{I}_1=\dot{U}+(\dot{I}_0+\dot{I}_2')\,Z_1,$$

et puisque

$$\dot{I}_0=\frac{\dot{U}}{Z_{12}} \quad \text{et} \quad \dot{I}_2'=\frac{\dot{U}}{Z_2'+R'}$$

on a

$$\dot{U}_1=\dot{U}\left(1+\frac{Z_1}{Z_{12}}+\frac{Z_1}{Z_2'+R'}\right).$$

Puisque $Z_{12} \gg Z_1$ (dans les moteurs asynchrones ordinaires $Z_1 : Z_{12} = 0{,}02$ à $0{,}05$), pour simplifier l'étude du caractère des relations on peut négliger $\frac{Z_1}{Z_{12}}$ par rapport à l'unité: on aura alors

$$\dot{U}=\dot{U}_1\frac{Z_2'+R'}{Z_1+Z_2'+R'}$$

ou en passant des nombres complexes aux modules, puisque $Z_1 = R_1+jX_1$; $Z_2'=R_2'+jX_2$, on obtient

$$U=U_1\sqrt{\frac{(R_2'+R')^2+X_2'^2}{(R_1+R_2'+R')^2+(X_1+X_2')^2}}=U_1\sqrt{\frac{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2+X_2'^2}{\left(R_1+\frac{R_2'}{g}\right)^2+(X_1+X_2')^2}}.$$

En introduisant cette valeur de U dans l'expression du couple on obtient

$$C=\frac{m_1p}{\omega}\frac{U_1^2\frac{R_2'}{g}}{\left(R_1+\frac{R_2'}{g}\right)^2+(X_1+X_2')^2}. \tag{14-37}$$

Pour déterminer les conditions correspondant au maximum du couple nous prendrons sa dérivée première par rapport au glissement et la faisons égale à zéro:

$$\frac{dC}{dg}=\frac{m_1p}{\omega}U_1^2R_2'\frac{R_2'^2-g^2\left[R_1^2+(X_1+X_2')^2\right]}{\left[(R_1g+R_2')^2+g^2(X_1+X_2')^2\right]^2}=0.$$

Puisque seul le numérateur de l'expression peut être égal à zéro, le *glissement critique* qui correspond au maximum du couple sera:

$$g_{cr}=\pm\frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2+(X_1+X_2')^2}}. \tag{14-38}$$

Le signe moins correspond ici au travail de la machine en générateur (§ 14-21). Etant donné que dans les machines ordinaires la valeur de R_1^2 ne dépasse pas 5% de l'expression qui se trouve sous la racine on peut, tout en gardant une précision suffisante pour les besoins de la pratique, la négliger et écrire

$$g_{cr}=\pm\frac{R_2'}{X_1+X_2'}. \tag{14-39}$$

Enfin, en remplaçant $R_2'=R_2k$ et $X_2'=X_2k$ nous obtenons la valeur de g_{cr} exprimée par la résistance et la réactance du rotor

et la réactance du stator ramenée au nombre de phases, au nombre de spires et au facteur de bobinage du rotor:

$$g_{cr} = \pm \frac{R_2}{X_1'' + X_2}. \qquad (14\text{-}40)$$

L'inductance de dispersion des enroulements rotoriques est relativement grande car les conducteurs se trouvent dans le fer; pour cette raison le couple maximum du moteur correspond généralement aux très faibles glissements de l'ordre de 4 % pour les gros moteurs et jusqu'à 14% pour les petits moteurs.

La courbe caractéristique du couple moteur en fonction du glissement est indiquée fig. 14-30. Le maximum du couple moteur divise la courbe du couple en une partie stable située entre $g = 0$ et g_{cr} et une partie instable comprise entre g_{cr} et $g = 1$ où à un accroissement du glissement correspond une diminution du couple *.

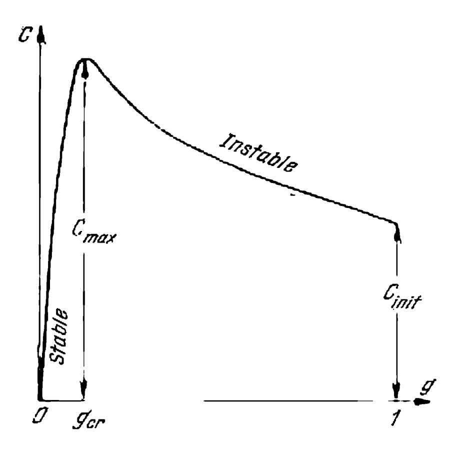


Fig. 14-30. Courbe du couple moteur d'un moteur asynchrone en fonction du glissement

Tant que le couple résistant sur l'arbre est inférieur au couple maximum du moteur, l'équilibre dynamique des couples est rétabli automatiquement par l'accroissement du glissement; si la charge augmente, le glissement augmente également et grâce à l'accroissement de ce dernier le couple moteur augmente proportionnellement. Mais lorsque le couple résistant a atteint la valeur maximum du couple moteur, avec l'accroissement de la charge l'augmentation du glissement ne fera que diminuer le couple moteur, et de cette façon l'équilibre dynamique, violé par l'accroissement de la charge, ne se rétablira pas et le moteur s'arrêtera. En introduisant l'expression du glissement critique (14-38) dans l'équation du couple (14-37) nous obtenons

$$C_m = \frac{m_1 p}{2\omega} \frac{U_1^2}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}.$$

* Etant donné que pour un travail stable du moteur dans les conditions ordinaires à couple résistant constant dû à la charge mécanique sur l'arbre, il faut qu'à une diminution de la vitesse de rotation (par exemple par suite de l'accroissement de la charge) corresponde une augmentation du couple développé par le moteur.

Dans cette égalité on peut négliger R_1^2 par rapport à $(X_1+X_2')^2$, ce qui permet d'obtenir l'expression du *couple maximum* d'un moteur asynchrone sous la simple forme suivante:

$$C_{\text{m}}=\frac{m_1 p}{2\omega}\frac{U_1^2}{R_1+X_1+X_2'}. \qquad (14\text{-}41)$$

Le couple maximum détermine la capacité de surcharge du moteur asynchrone. L'expression (14-41) montre que C_{m} ne dépend pas de la résistance du circuit rotorique tandis que selon les formules (14-39) et (14-40) le glissement critique est proportionnel à cette résistance. On peut donc, en augmentant la résistance du circuit rotorique, accroître le glissement critique sans faire changer le couple maximum. On utilise cela pour améliorer les caractéristiques de démarrage des moteurs à rotor bobiné (§ 14-14) et des moteurs à déplacement de courant (§ 14-15).

Le fait que C_{m} est proportionnel à U_1^2 rend le moteur asynchrone très sensible à une baisse de la tension d'alimentation. Lorsque la tension U_1 baisse considérablement, le moteur peut ne pas démarrer.

Dans les moteurs asynchrones ordinaires le couple maximum est supérieur au couple nominal de 2 à 2,5 fois.

Etant donné que le couple maximum est la limite entre les régimes stable et instable du moteur, il est parfois appelé *couple de renversement*.

Si dans l'équation du couple moteur (14-37) $g=1$, nous obtenons l'expression du *couple de décollage*, c'est-à-dire du couple développé par le moteur lors de son lancement:

$$C_{\text{d}}=\frac{m_1 p}{\omega}\frac{U_1^2 R_2'}{(R_1+R_2')^2+(X_1+X_2')^2}. \qquad (14\text{-}42)$$

S'il faut que C_{d} soit égal à C_{m}, c'est-à-dire qu'au démarrage le moteur développe le couple maximum, selon la formule (14-39) la résistance du circuit rotorique doit être:

$$R_2'=X_1+X_2' \quad \text{ou} \quad R_2=X_1''+X_2. \qquad (14\text{-}43)$$

Comme nous l'avons déjà indiqué, le moteur fonctionne de façon stable seulement lorsque le glissement varie de zéro jusqu'à la valeur qui correspond au couple maximum (au couple de renversement); dans ces conditions les variations de la charge provoquent seulement un faible changement de la vitesse de rotation. Dans la commande électrique la vitesse du moteur en fonction de la charge sur l'arbre $N_2=F(C)$ a une grande importance; cette fonction est appelée *caractéristique mécanique*.

Comme le montre la courbe présentée à la fig. 14-31, la vitesse d'un moteur asynchrone ne baisse que faiblement lorsque le couple moteur augmente dans les limites comprises entre zéro et la valeur

maximum. Une telle caractéristique est appelée caractéristique rigide.

La caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone dans les limites comprises entre $g = 0$ et $g = g_{cr}$ est rigide. L'autre partie de cette caractéristique est considérée comme tombante.

Lorsque la surcharge dépasse le couple maximum C_m (surcharge double ou triple) le moteur se trouve en régime instable (si le couple sur l'arbre est constant) et s'arrête.

Cette considération exige un choix de la puissance du moteur telle qu'une surcharge momentanée ne dépasse pas le couple maximum ; dans le cas contraire, le système de commande doit être doté d'un volant adéquat.

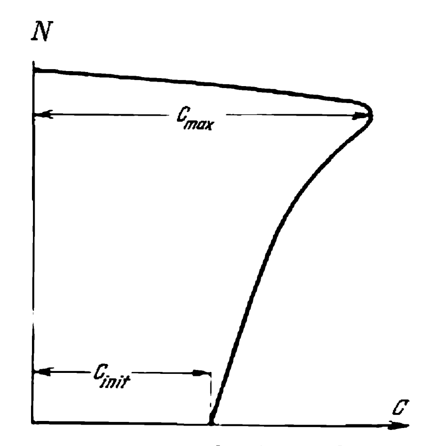


Fig. 14-31. Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone

14-14. Moteur à bagues (moteur à rotor bobiné)

Dans un moteur à bagues le problème de l'accroissement de la résistance lors du démarrage est résolu en branchant en série avec l'enroulement rotorique un rhéostat de démarrage triphasé monté en étoile (fig. 14-32). L'enroulement du rotor dans ce cas est généralement triphasé et ses extrémités sont connectées à trois bagues en cuivre ou en acier fixées sur l'arbre du rotor (fig. 14-3, 14-5, 14-6).

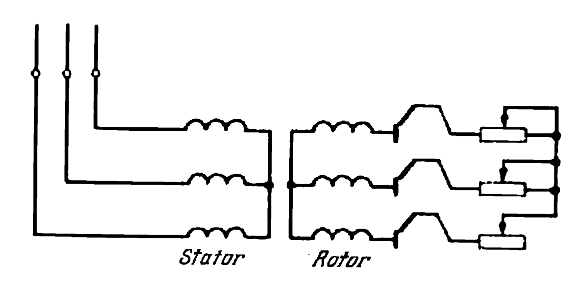


Fig. 14-32. Schéma de connexions d'un moteur à bagues

Ces bagues sont isolées de l'arbre ainsi que les unes des autres. Sur ces bagues frottent trois balais fixes connectés aux trois résistances du rhéostat de démarrage.

La résistance de chaque phase du rhéostat R_r, nécessaire pour que le moteur lors du lancement développe le couple maximum, doit être :

$$R_r = X_1'' + X_2 - R_2. \tag{14-44}$$

Vu la présence du rhéostat, la courbe $C = F(g)$ du moteur aura son maximum pour $g = 1$ (fig. 14-33, courbe I).

Dès que le rotor commence à tourner, le glissement diminue et en même temps diminuent la force électromotrice et le courant du rotor, ainsi que le couple moteur.

Pour que le moteur continue à développer un couple moteur voisin du couple maximum, on diminue graduellement la résistance

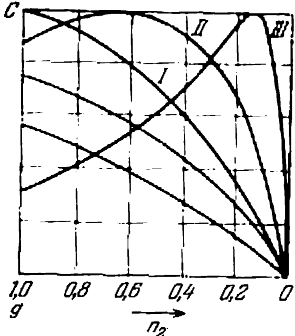


Fig. 14-33. $C = F(g)$ pour diverses valeurs de la résistance du circuit rotorique.
$I - 8R_2$; $II - 3R_2$; $III - R_2$

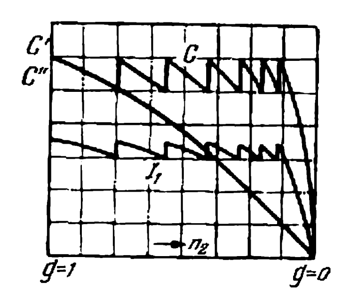


Fig. 14-34. Couple moteur et courant statorique d'un moteur asynchrone à bagues lors d'un démarrage à l'aide d'un rhéostat

du rhéostat de démarrage. Enfin, lorsque le moteur atteint la vitesse normale, les résistances de démarrage sont court-circuitées.

Afin de diminuer les pertes mécaniques du moteur ainsi que l'usure des bagues et des balais, les moteurs sont souvent dotés d'un dispositif de relevage des balais et de court-circuitage des bagues.

L'introduction d'une résistance additionnelle dans le circuit rotorique fait changer la relation entre le couple moteur C et le glissement g. Alors le couple maximum du moteur ne change pas et seul l'accroissement de R fait déplacer ce couple pour assurer un glissement plus grand. Pour cette raison toutes les courbes $C = F(g)$ ont leur sommet à la même hauteur comme cela est indiqué fig. 14-33. La mise hors circuit successive de diverses sections du rhéostat de démarrage fait passer le moteur d'une caractéristique à l'autre. Les résistances du rhéostat sont généralement connectées aux plots, et grâce à cela lors du démarrage le couple et le courant du moteur

changent suivant une courbe en gradins (fig. 14-34), dont le nombre de sections est déterminé par le nombre de plots du rhéostat de démarrage. Le couple de démarrage varie alors entre C' et C''. Cependant, plus le couple de démarrage est grand et proche du couple maximum, plus grand sera le courant de démarrage. Ce n'est que pour les conditions de démarrage particulièrement difficiles que le rhéostat est choisi de façon que le couple de démarrage soit égal au couple maximum.

Le rhéostat de démarrage est calculé de telle façon que pendant le lancement du moteur il puisse, sans être surchauffé, absorber une puissance égale environ à la puissance du moteur. Les dimensions du rhéostat de démarrage sont donc déterminées en fonction de la fréquence de lancements. Dans la plupart des cas les rhéostats de démarrage sont à refroidissement dans l'huile (les résistances du rhéostat sont placées dans un réservoir rempli d'huile minérale). Souvent aussi on utilise des rhéostats liquides.

L'utilisation d'un rhéostat de démarrage améliore considérablement les conditions de lancement d'un moteur asynchrone en accroissant le couple et en diminuant l'appel de courant. Cependant, l'utilisation d'un rotor bobiné (à bagues) rend le moteur plus cher d'environ 20 % ; il est également plus difficile de desservir un tel moteur et enfin son cos φ baisse un peu. Pour les gros moteurs cette différence de cos φ est presque absente et les seuls défauts du rotor à bagues sont le démarrage plus compliqué et le prix plus important de la machine. Actuellement la pratique montre la tendance à abandonner les moteurs à bagues et à utiliser pour les puissances ne dépassant pas 100 kW des moteurs à rotor en court-circuit.

14-15. Moteurs à déplacement de courant

Les conditions de démarrage d'un moteur asynchrone peuvent être améliorées considérablement sans emploi d'un rotor à bagues et cela en utilisant le principe de déplacement du courant par un champ magnétique alternatif.

Un enroulement rotorique en court-circuit peut être exécuté sous forme d'une double cage d'écureuil, c'est-à-dire que le rotor en court-circuit est doté de deux cages situées l'une au-dessus de l'autre : la cage extérieure sert au démarrage et la cage intérieure est prévue pour la marche normale. Les barres de la cage extérieure sont en laiton au manganèse, c'est-à-dire en un matériau à résistivité plus grande que celle du cuivre. Les barres de la cage intérieure sont en cuivre rouge. En plus, les barres de la cage intérieure ont généralement une section plus grande. De cette façon, la résistance de la cage extérieure dépasse de beaucoup celle de la cage intérieure (de 4 à 5 fois). Les deux cages sont dotées d'anneaux de court-circuitage.

Les barres des cages sont placées dans les parties extérieure et intérieure des encoches et les barres des cages extérieure et intérieure sont séparées par de faibles interstices dont la hauteur et la largeur influent fortement sur le flux de dispersion de la cage intérieure, donc sur son inductance. L'inductance de la cage intérieure est relativement grande, car ses barres sont entourées de fer découpé par en haut de l'étroite fente d'encoche (fig. 14-35). L'inductance de la cage extérieure est de beaucoup inférieure car le flux de dispersion autour de ses barres rencontre sur son chemin la forte réluctance de l'entrefer séparant le rotor et le stator ainsi que de la fente de l'encoche sous les barres.

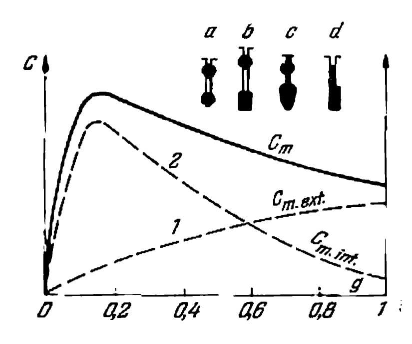


Fig. 14-35. Différentes formes des encoches et des barres du rotor des moteurs à double cage d'écureuil et caractéristique du moteur

Au premier instant du démarrage du moteur (lorsque $N_2=0$) la fréquence des courants dans le rotor est égale à celle du réseau. Dans ces conditions l'impédance de la cage intérieure est déterminée surtout par sa grande réactance inductive. En même temps l'impédance de la cage extérieure est formée surtout par une résistance. Grâce à cela le courant de la cage intérieure est surtout réactif, déphasé en arrière sur la force électromotrice et il ne participe presque pas à la création du couple moteur; le courant dans la cage extérieure même pendant le démarrage est peu déphasé par rapport à la force électromotrice; il crée un grand couple de démarrage comme cela a lieu dans un moteur à bagues lors du branchement de la résistance de démarrage. Le rapport entre les courants des cages extérieure et intérieure dépend du rapport des impédances de ces cages; généralement, lors du démarrage le courant de la cage intérieure est de beaucoup plus petit que le courant de la cage extérieure.

Au fur et à mesure que le rotor prend de la vitesse, la fréquence des courants y diminue et en même temps diminue l'influence de la réactance inductive sur la répartition des courants. Pour un glissement normal la fréquence du rotor est d'environ 1 Hz. Dans ces conditions la répartition des courants entre les cages du rotor est déterminée par le rapport des résistances des cages. Pour une vitesse de service normale du rotor la plus grande partie du courant passe par la cage intérieure et la résistance résultante ainsi que l'impédance du rotor sont alors petites comme dans un moteur ordinaire à rotor en court-circuit.

On peut considérer la caractéristique $C = F(g)$ d'un moteur à double cage comme la somme des caractéristiques d'un moteur à résistance rotorique relativement grande (fig. 14-35, courbe *1*) et d'un moteur à résistance rotorique relativement faible (courbe *2*).

De cette façon dans le moteur à double cage la résistance de l'enroulement rotorique change en fonction de la variation du glissement: elle est grande lors du démarrage et réduite pour un glissement de service normal. Il en résulte qu'un moteur à double cage développe un couple moteur de démarrage plus grand que celui d'un moteur normal à rotor en court-circuit, le courant de démarrage étant plus faible.

Dans certains modèles les deux cages sont fabriquées par coulée directe d'aluminium fondu dans les encoches du rotor (fig. 14-35, *c* et *d*); l'aluminium remplit alors l'espace entre les cages extérieure et intérieure, grâce à quoi les barres conductrices des deux cages forment une seule barre ayant une section de forme.

Les enroulements statoriques d'un moteur à double cage ne diffèrent pas de ceux des moteurs asynchrones ordinaires.

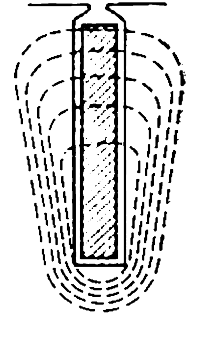


Fig. 14-36. Champ de dispersion du courant rotorique dans le cas d'une encoche profonde

Le moteur à encoches profondes est basé également sur le phénomène de déplacement de courant. L'enroulement rotorique de ce moteur est fabriqué en barres rectangulaires de faible largeur et de grande hauteur qui sont placées dans les encoches profondes adéquates prévues dans le fer du rotor. Comme nous avons déjà indiqué (§ 7-8), le courant alternatif est réparti généralement de façon non uniforme dans la section du conducteur. Ce phénomène est utilisé dans ce moteur. La fig. 14-36 montre un champ de dispersion qui se ferme à travers l'encoche profonde lorsque la barre de l'enroulement est parcourue par le courant. Une partie de la barre qui se trouve au fond de l'encoche est traversée par un plus grand flux de dispersion que la partie supérieure de la même barre. Il en résulte que lors du démarrage du moteur la réactance inductive de la partie inférieure de la barre augmente obligeant le courant rotorique à passer par la partie supérieure de la section de la barre. Ceci équivaut à augmenter la résistance de l'enroulement rotorique. Grâce à cette augmentation le couple initial du moteur augmente et l'accroissement de la réactance inductive, par suite de l'utilisation des encoches profondes, fait diminuer le courant de démarrage. A la vitesse normale du moteur, la réactance inductive devient insignifiante à cause de la diminution de la fréquence; le courant se répartit dans la section de

la barre de façon presque uniforme et le moteur fonctionne comme un simple moteur à rotor en court-circuit.

Le moteur à encoches profondes est plus simple à construire qu'un moteur à double cage. Par contre, ce dernier peut être exécuté pour une valeur quelconque du couple initial et pour un rapport quelconque du courant de démarrage au courant nominal, ce qui permet d'adopter ce moteur pour les cas spéciaux de démarrage.

14-16. Moyens permettant de réduire le courant de démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit

Tous les défauts d'un moteur à rotor en court-circuit proviennent de son régime de démarrage; en régime normal de marche ce moteur a plusieurs avantages sur les autres moteurs asynchrones. Malgré toute l'importance du régime de démarrage, dans la majorité des cas, c'est le régime de service qui a une importance décisive. Il est donc tout naturel qu'on cherche aussi à améliorer le régime de démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit. Mais tous les modes spéciaux de démarrage ne font que diminuer l'appel de courant au moment du lancement. En ce qui concerne le couple moteur, tous ces modes de lancement ne font que diminuer le couple de démarrage. Cependant, dans de nombreux cas les conditions locales permettent de lancer le moteur à vide ou à charge réduite permettant ainsi de réduire l'appel du courant de démarrage en abaissant la tension appliquée au stator pour la durée du démarrage. Un tel abaissement de la tension est réalisé par le démarrage étoile-triangle ou par l'introduction d'une réactance ou d'une résistance dans le circuit statorique ou encore par autotransformateur.

La commutation de l'enroulement statorique de triangle en étoile est utilisée pour la mise en marche d'un moteur à rotor en court-circuit de puissance relativement faible (environ jusqu'à 20 kW) tournant normalement et dont l'enroulement statorique est en triangle. Au démarrage, l'enroulement statorique est couplé en étoile et la tension simple est $\sqrt{3}$ fois plus petite. Le courant simple de démarrage diminuera environ dans la même proportion:

$$I_{sY} = \frac{U_c}{\sqrt{3}z},$$

où z est l'impédance de la phase et U_c la tension composée, et puisque le courant composé de l'étoile est égal au courant simple on a $I_{cY} = \frac{U_c}{\sqrt{3}z}$. Si l'enroulement était connecté en triangle, le courant composé serait:

$$I_{c\Delta} = I_{s\Delta}\sqrt{3} = \frac{U_c}{z}\sqrt{3}.$$

De cette façon la commutation en étoile réduit le courant composé de démarrage dans le rapport suivant :

$$\frac{I_{c\Delta}}{I_{cY}}=\frac{\frac{U_c}{z}\sqrt{3}}{\frac{U_c}{z}\frac{1}{\sqrt{3}}}=3.$$

Pratiquement la commutation se fait à l'aide d'un commutateur tripolaire (fig. 14-37) ou d'un combinateur à tambour (§ 20-3).

La commutation de triangle en étoile est utilisée également pour pouvoir employer le même moteur sous deux tensions composées différentes qui se trouvent dans le rapport $\sqrt{3}$, par exemple 127/220 V et 220/380 V. Pour simplifier la commutation les bornes des enroulements statoriques de la plaque à bornes du moteur sont disposées comme indiqué fig. 14-38.

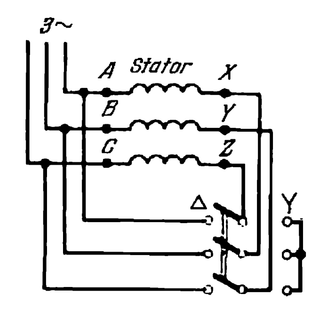


Fig. 14-37. Schéma de démarrage étoile-triangle

Les moteurs puissants sont souvent lancés à l'aide d'un autotransformateur (fig. 14-39). Grâce à l'autotransformateur, lors du démarrage, la tension simple et le courant de démarrage du moteur sont réduits proportionnellement au rapport de transformation k, mais le courant de démarrage dans la ligne est k fois inférieur au courant de démarrage du moteur, c'est-à-dire que le courant du moteur

$$I_M=\frac{U}{kz}$$

et le courant dans la ligne

$$I_l=\frac{I_M}{k}=\frac{U_l}{k^2z};$$

par conséquent, la réduction de k fois de la tension à l'aide d'un autotransformateur diminue le courant de démarrage dans la ligne de k^2 fois. En même temps le couple de démarrage qui est proportionnel au carré de la tension diminue de k^2 fois. Par l'emploi d'un autotransformateur le couple initial diminue proportionnellement au courant de démarrage tandis que lorsqu'une partie de la tension est absorbée par une résistance, le couple diminue proportionnellement au carré du courant de démarrage. Par exemple, lorsqu'on réduit la tension de $\sqrt{2}$ fois à l'aide d'un autotransformateur le courant de démarrage dans le réseau diminuera de 2 fois. Le couple de démarrage diminuera alors également de 2 fois.

Enfin pour réduire le courant de démarrage des moteurs mis en route en charge on utilise des poulies de démarrage. Une telle poulie comprend une partie menante fixée sur l'arbre du moteur et une partie menée fixée sur l'arbre de la machine commandée. La partie menante de la poulie est dotée d'un dispositif centrifuge qui, lorsque

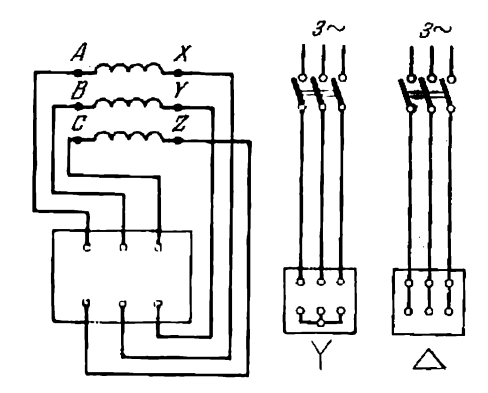


Fig. 14-38. Disposition des bornes de l'enroulement statorique sur la plaque à bornes de la machine et leur connexion en étoile et en triangle

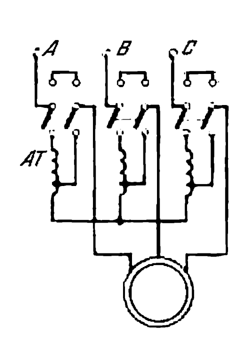


Fig. 14-39. Schéma du démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit à l'aide d'un autotransformateur

le moteur atteint une certaine vitesse, engrène avec la partie menée et met en marche la machine. Il en résulte que le moteur démarre à vide et n'est chargé que lorsque sa vitesse atteint la valeur normale.

14-17. Réglage de la vitesse

Le principal défaut des moteurs asynchrones est la difficulté de régler la vitesse.

Le mode le plus simple de réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone consiste à insérer des résistances dans les circuits du rotor à bagues. Nous avons déjà vu que l'accroissement de la résistance du circuit rotorique diminue la pente de la courbe caractéristique $C = F(g)$ (fig. 14-33); si le couple sur l'arbre du moteur est constant et si on augmente la résistance du circuit rotorique par accroissement graduel de la résistance ($R' < R'' < R'''$), le point de fonctionnement se déplacera d'une courbe $C = F(g)$ sur la courbe suivante (fig. 14-40) qui correspond à une résistance plus grande du circuit rotorique (points *1*, *2*, *3* et *4*). Le glissement augmentera alors et la vitesse du moteur diminuera en proportion. De cette façon on peut varier la vitesse du rotor dans les limites comprises entre le glissement normal et l'arrêt total. Cependant, un tel mode

de réglage provoque de très grandes pertes d'énergie. Comme $P_{\text{méc}}$ (§ 14-11), la puissance du champ tournant

$$P_{\text{tour}} = \frac{\omega}{p} C.$$

Pour un couple constant sur l'arbre du moteur elle ne dépend pas du glissement. Cette puissance comprend celle des pertes dans le cuivre du rotor (14-31)

$$P_{c2} = P_{\text{tour}} g$$

et la puissance mécanique (14-32)

$$P_{\text{méc}} = P_{\text{tour}} (1 - g),$$

et par conséquent

$$\frac{P_{c2}}{P_{\text{méc}}} = \frac{g}{1-g} = \frac{N_1 - N_2}{N_2}. \qquad (14\text{-}45)$$

De cette façon, la part de la puissance mécanique diminue proportionnellement à la diminution de la vitesse de rotation du rotor, et en même temps la part des pertes dans les résistances du circuit rotorique augmente en proportion, tandis que la puissance demandée par le moteur au réseau reste invariable. Il en résulte que pour diminuer la vitesse du moteur, par exemple de 25%, il faut insérer dans le circuit rotorique un rhéostat calculé de façon qu'un quart de l'énergie du champ tournant soit inutilement transformé en chaleur.

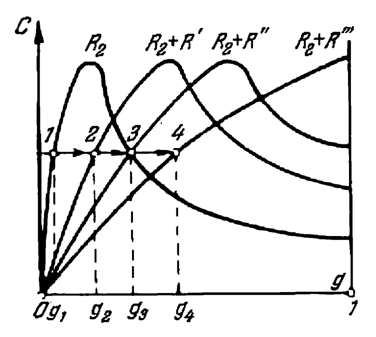


Fig. 14-40. Accroissement du glissement par suite de l'accroissement de la résistance du circuit rotorique

Vu les défauts indiqués le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone à l'aide d'un rhéostat n'est utilisé que dans des cas spéciaux.

Il est tout de même possible d'assurer le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone sans pertes d'énergie aussi grandes que lors du réglage par rhéostat, mais cela complique la construction du moteur qui revient plus cher. A titre d'exemple d'un tel réglage assez répandu indiquons la commutation du nombre de pôles du moteur (moteur à plusieurs vitesses).

La fréquence du réseau étant constante, la vitesse du champ ne dépend que du nombre de pôles de ce champ déterminé par l'enroulement du stator. Si on place sur le stator deux enroulements séparés dont l'un comporte p paires de pôles et l'autre p' paires de pôles,

en connectant au réseau le premier ou le second enroulement nous aurons les vitesses du champ

$$N_1 = \frac{60}{p} f \quad \text{ou} \quad N_1' = \frac{60}{p'} f,$$

et par conséquent

$$\frac{N_1}{N_1'} = \frac{p'}{p}. \tag{14-46}$$

Les vitesses du moteur seront dans le même rapport. Le rotor du moteur doit avoir une cage d'écureuil pour laquelle le nombre de phases varie avec le changement du nombre de pôles du champ:

$$m_2 = \frac{Z_2}{p} \quad \text{et} \quad m_2' = \frac{Z_2}{p'},$$

où Z_2 est le nombre de barres de la cage.

Dans ce cas les nombres de pôles des enroulements statoriques n'ont aucune interdépendance et peuvent être choisis quelconques

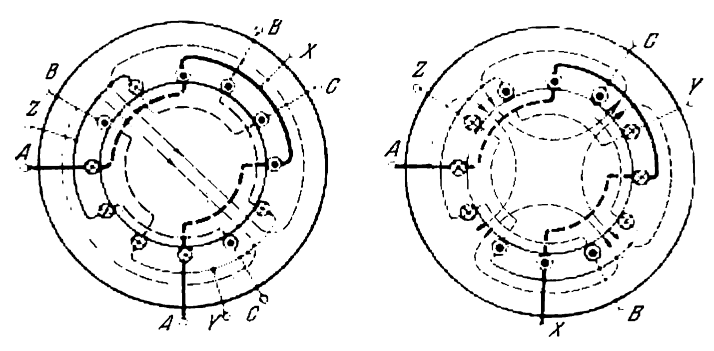


Fig. 14-41. Commutation de l'enroulement statorique de $p = 1$ à $p = 2$

en fonction des conditions de travail du moteur. Le réglage se ramène à un changement par bonds de la vitesse du moteur lors du branchement sur le réseau de l'un ou l'autre enroulement du stator. Lors de chaque commutation le moteur se trouve dans des conditions analogues à celles du démarrage, c'est-à-dire que l'on constate un fort appel du courant et une diminution du couple.

Seuls les petits moteurs sont dotés de deux enroulements séparés. En ce qui concerne les gros moteurs, il est plus rationnel de commuter les bobines du même enroulement pour obtenir différents nombres de pôles. La fig. 14-41 montre le schéma de commutation d'un enroulement triphasé de 2 à 4 pôles. La commutation de l'enroulement dans un autre rapport que 1 : 2 est utilisée assez souvent bien qu'elle complique le schéma.

Dans la plupart des cas le stator d'un tel moteur asynchrone est doté de deux enroulements indépendants dont chacun est commuté dans le rapport 1 : 2 ou dans un rapport quelconque. De cette façon le moteur a 4 plages de vitesses (*moteur à plusieurs vitesses*).

14-18. Facteur de puissance

A pleine charge les moteurs asynchrones ont un cos φ compris entre 0,7 et 0,9 (fig. 14-42), donc le courant réactif a une valeur comprise entre 100 et 50 % du courant actif du moteur ou entre 70 et

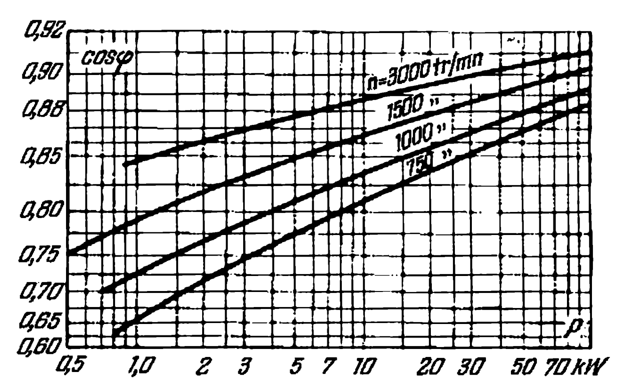


Fig. 14-42. Courbes du cos φ des moteurs asynchrones normaux en pleine charge en fonction de leur puissance nominale et de la vitesse

40 % du courant nominal. De cette façon, les moteurs asynchrones demandent aux centrales et au réseau de forts courants réactifs, ce qui est un grand désavantage. Ce courant réactif est un courant magnétisant qui maintient le champ magnétique alternatif du moteur. Le flux magnétique du moteur est pratiquement proportionnel à la tension simple (U_1 = const Φ), et le courant magnétisant est proportionnel au flux magnétique et inversement proportionnel à la réluctance ; une forte partie de cette dernière est formée par la réluctance de l'entrefer séparant le stator du rotor ; sous l'influence de cet entrefer le courant magnétisant du moteur asynchrone est beaucoup plus grand que le courant magnétisant d'un transformateur. Il est naturel que le constructeur cherche à réduire au minimum cet entrefer qui dépend du jeu dans les paliers et de la réserve prévue pour leur usure, du fléchissement de l'arbre et de la précision du centrage. Pour les petits moteurs cet entrefer est d'environ 0,3 mm.

Avec l'accroissement de la puissance du moteur, on voit que la valeur de l'entrefer augmente beaucoup plus lentement, ce

qui est une des raisons importantes de l'amélioration du cos φ avec l'accroissement de la puissance du moteur.

On peut dire que le courant magnétisant du moteur dépend peu de la charge car avec l'accroissement de la charge seuls les flux de dispersion augmentent proportionnellement et le flux magnétique principal diminue faiblement. Mais le courant actif du moteur est proportionnel à la charge mécanique et, par conséquent, à une diminution de la charge correspond une augmentation rapide du courant réactif et une détérioration du cos φ du moteur. De cette façon, le travail des moteurs asynchrones à faible charge est la cause du mauvais cos φ des entreprises industrielles. Pour améliorer le cos φ il faut tout d'abord faire travailler le moteur à pleine charge, c'est *l'amélioration naturelle du* cos φ.

Souvent pour des raisons dues aux conditions locales le moteur doit fonctionner à faible charge pendant de longues périodes. Si cette charge est inférieure à 40% de la charge nominale et le moteur a des enroulements connectés normalement en triangle, il est rationnel de connecter ces enroulements en étoile. Une telle commutation fera baisser la tension de phase des enroulements ainsi que le flux magnétique de $\sqrt{3}$ fois.

A la diminution du courant magnétisant de phase de $\sqrt{3}$ fois correspond une diminution du courant composé ou, plus précisément, de la composante réactive correspondante du courant composé de 3 fois. Grâce à l'influence de la saturation magnétique du fer, le courant réactif diminue pratiquement d'environ 4 fois. En ce qui concerne la composante active du courant, étant donné que le couple résistant sur l'arbre du moteur ne change pas lors de la commutation et que le flux diminue de $\sqrt{3}$ fois, selon l'équation du couple moteur

$$C = \text{const}\, \Phi I_2 \cos \psi_2,$$

lors de la commutation, le courant dans le rotor et la composante active correspondante du courant statorique I_2' doivent augmenter de $\sqrt{3}$ fois et, par conséquent, la composante active du courant composé doit rester inchangée. Cela découle évidemment aussi du fait que la puissance mécanique développée par le moteur doit rester la même lors de la commutation. De cette façon, grâce à la commutation de triangle en étoile, le courant réactif du moteur diminue de 4 fois et le cos φ croît en proportion. Notons également que lors d'une telle commutation le rendement du moteur augmente, car les pertes dans le fer diminuent (elles sont proportionnelles au carré du flux) ainsi que les pertes dans le cuivre du stator. Evidemment, la commutation en étoile n'est qu'un compromis quant à la solution du problème des moteurs à charge réduite. Comme nous l'avons déjà noté, un moteur asynchrone même à pleine charge doit consommer un

courant réactif considérable pour maintenir son champ magnétique alternatif. Pour obtenir dans une installation industrielle utilisant des moteurs asynchrones un cos φ voisin de l'unité, il faut compenser le courant inductif déphasé en arrière par un courant capacitif déphasé en avant.

14-19. Pertes et rendement

Dans une machine asynchrone on distingue trois sortes de pertes : les pertes électriques (échauffement par le courant dans les enroulements statoriques et rotoriques) qui sont appelées pertes dans le cuivre, les pertes magnétiques dans le fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault, appelées pertes dans le fer, et les pertes mécaniques dues au frottement dans les paliers et à la ventilation. Les deux premiers genres de pertes peuvent être déterminés par le calcul mais les pertes mécaniques sont déterminées surtout par voie expérimentale.

Les pertes dans le cuivre du stator et du rotor sont: $P_{c1} = m_1R_1I_1^2$ et $P_{c2} = m_2R_2I_2^2$, mais on ne peut pas considérer la résistance des enroulements statoriques comme égale à leur résistance en courant continu ; le phénomène appelé effet de peau se fait sentir sur la répartition du courant dans les conducteurs du stator. Le coefficient (§ 7-8) déterminé par le calcul tient compte de cet accroissement de la résistance. En première approximation on peut prendre ce coefficient égal à 1,05 ou 1,1, c'est-à-dire on peut considérer que la résistance des enroulements est de 5 à 10 % supérieure à leur résistance en courant continu (résistance ohmique). Pour un glissement de service normal la fréquence du courant dans le rotor est très faible et pour cette raison on peut considérer que dans le rotor la résistance est égale à la résistance ohmique.

Les pertes dans le fer du moteur peuvent pratiquement être entièrement rapportées au fer du stator, car à cause de la faible fréquence d'inversion de l'aimantation du rotor on peut négliger les pertes dans son fer. Les pertes dans le fer du stator comprennent les pertes par hystérésis et courants de Foucault qui peuvent être déterminées par les formules indiquées dans le § 10-4. Les pertes dans le fer dues aux pulsations du flux magnétique par suite des changements de la position relative des dents du stator et du rotor ont aussi une certaine importance. Approximativement on peut considérer les pertes dans le fer comme proportionnelles au carré du flux magnétique.

Les pertes mécaniques P_{fr} (pertes par frottement) sont compensées aux dépens de la puissance mécanique du rotor en diminuant la puissance utile sur l'arbre, c'est-à-dire que

$$P = P_{méc} - P_{fr}.$$

La puissance fournie par le réseau est la somme de puissances suivantes:

$$P_1 = P_{\text{méc}} + P_f + P_c + P_{\text{sup}} = P + P_{fr} + P_f + P_c + P_{\text{sup}};$$

le rendement de la machine est

$$\eta = \frac{P}{P_1} = \frac{P}{P + P_f + P_c + P_{fr} + P_{\text{sup}}}. \qquad (14\text{-}47)$$

14-20. Fonctionnement d'une machine asynchrone comme frein électromagnétique, régulateur d'induction et régulateur de phase

Dans certains cas il est nécessaire de freiner rapidement le moteur asynchrone en vainquant son inertie ou de l'utiliser pour freiner la machine commandée, par exemple dans les engins de levage, lors de la descente des charges.

Le mode de freinage le plus simple est le freinage à contre-courant. Il consiste à changer le sens de rotation du champ magnétique en intervertissant deux phases du stator (fig. 14-9); de cette façon, le sens de rotation du champ est contraire au sens de rotation du rotor. Dans ces conditions le glissement $g = \frac{N_1 + N_2}{N_1} > 1$ et le rotor tourne dans le sens opposé à celui du champ à cause de la force mécanique externe (par exemple la pesanteur de la charge qui descend) ou de la force d'inertie. Dans ce cas, le courant dans le rotor développe un couple opposé au couple moteur extérieur. En introduisant dans les équations du couple (§ 14-13) la valeur $g > 1$, nous obtenons la valeur du couple de freinage développé par la machine; la courbe caractéristique de freinage correspond au prolongement de la courbe caractéristique motrice $C = F(g)$ (fig. 14-43). Cependant, pour le fonctionnement stable du moteur il faut qu'avec l'accroissement du glissement le couple de freinage augmente; on ne peut pas travailler sur la partie instable de la courbe $C = F(g)$ comme c'est le cas de la caractéristique présentée sur la fig. 14-43. En plus, dans ces conditions le moteur absorbe un très fort courant. Nous devons donc passer sur une partie stable de la courbe $C = F(g)$ qui se trouve entre $g = 0$ et g_{cr}. Nous savons déjà (§ 14-14) que l'insertion d'une résistance dans le circuit du rotor déplace le maximum du couple vers un plus grand glissement, donc nous obtenons des conditions de fonctionnement stables de la machine lors du freinage en insérant une résistance adéquate dans le circuit du rotor. Il nous faut insérer une résistance R_{IV} telle que le glissement g_1 (début du freinage) soit inférieur à g_{cr} (fig. 14-44).

Maintenant, si le couple moteur extérieur C_{AB} est inférieur au couple de freinage, le glissement continuera à diminuer jusqu'à l'équilibre des couples pour lequel la machine passera du régime

correspondant au point *1* au régime du point *2*. A présent si nous diminuons la résistance dans le circuit rotorique jusqu'à R_{III} nous faisons passer le moteur sur une nouvelle caractéristique

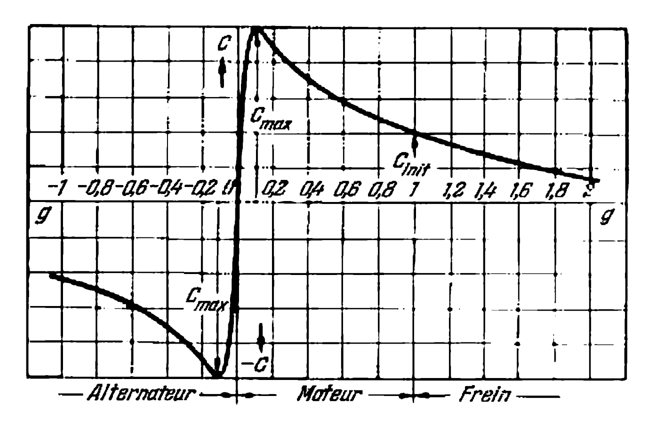


Fig. 14-43. Caractéristique universelle $C = F$ (g) d'une machine asynchrone

rhéostatique en un régime qui correspond au point *3*; grâce à la prédominance du couple de freinage de la machine, la vitesse diminuera de nouveau jusqu'à l'équilibre des couples (point *4*).

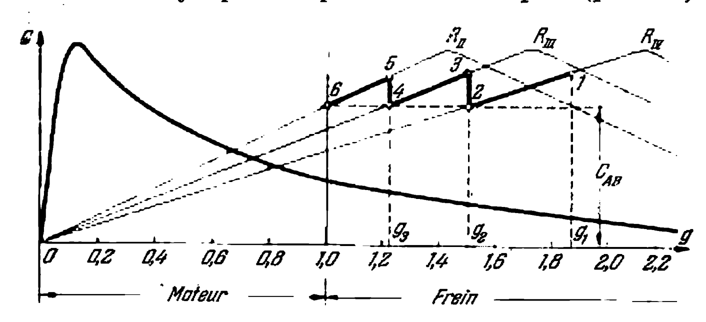


Fig. 14-44. Contrôle d'une machine asynchrone travaillant en frein à l'aide d'un rhéostat branché dans le circuit rotorique

De cette façon, en diminuant la résistance nous pouvons provoquer l'arrêt de la machine (point *6*). Si nous continuons à diminuer la résistance, la machine commencera à fonctionner en moteur, c'est-à-dire qu'elle tournera en sens opposé à celui du couple moteur extérieur.

Une *machine asynchrone à bagues* peut être bloquée et utilisée comme autotransformateur dont le rapport entre la tension primaire

et la tension secondaire est réglable dans de larges limites. Une machine analogue est utilisée pour le réglage de la tension dans les réseaux de distribution. La fig. 14-45 donne le schéma de montage d'une telle machine bloquée adaptée pour fonctionner comme *régulateur d'induction*. Les enroulements du rotor sont connectés au réseau et servent d'enroulements primaires d'un transformateur. Dans chaque phase du système, par rapport au réseau secondaire,

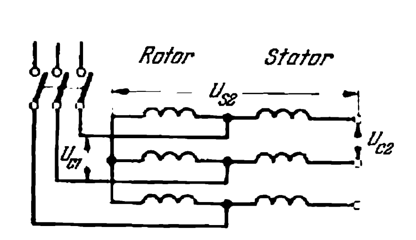


Fig. 14-45. Schéma de connexions d'un régulateur d'induction

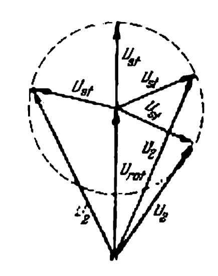


Fig. 14-46. Diagramme de variation de la tension secondaire d'un régulateur d'induction en fonction de la position du rotor

l'enroulement rotorique est connecté en série avec l'enroulement de la phase correspondante du stator en formant ainsi le schéma bien connu d'un autotransformateur. La tension simple dans le réseau secondaire U_{s2} est la somme vectorielle de la tension simple du rotor U_{rot} (égale à la tension simple du réseau primaire U_{s1}) et la tension simple du stator U_{st}, c'est-à-dire

$$\dot{U}_{s2} = \dot{U}_{rot} + \dot{U}_{st}.$$

En tournant convenablement le rotor on peut obtenir le déphasage requis entre la tension du stator et celle du rotor. Il en résulte que la somme vectorielle de ces tensions U_2 égale à la tension simple du réseau secondaire peut être réglée dans les limites comprises entre

$$U_{s2\,max} = U_{rot} + U_{st}$$

et

$$U_{s2\,min} = U_{rot} - U_{st};$$

le vecteur $\dot{U}_{st}$ tourne par rapport au vecteur $\dot{U}_{rot}$ suivant le déplacement du rotor de la machine (fig. 14-46).

A cause de son entrefer le régulateur d'induction est évidemment beaucoup moins économique que le transformateur. Par suite de

l'absence de rotation les conditions de refroidissement d'un régulateur d'induction sont beaucoup plus mauvaises que celles d'un moteur asynchrone. Et puis dans un régulateur en plus de pertes dans le fer du stator des pertes considérables apparaissent dans le fer du rotor. Pour cette raison le refroidissement d'un régulateur d'induction doit être assez intense; les gros régulateurs sont refroidis dans l'huile.

Enfin, un moteur asynchrone bloqué peut être utilisé comme *régulateur de phase*. Dans ce cas, on utilise la possibilité de régler la phase de la force électromotrice du rotor en faisant tourner convenablement le rotor.

Les régulateurs de phase sont utilisés surtout pour les mesures et dans les installations automatiques lorsqu'il faut régler dans de larges mesures la phase de la tension sans changer la valeur de cette dernière.

14-21. Générateur asynchrone

Si à l'aide d'une force mécanique extérieure on fait tourner le rotor d'une machine asynchrone connectée au réseau triphasé à une vitesse supérieure à celle du synchronisme, le rotor dépassera le champ tournant et les conducteurs du rotor traverseront les lignes de force dans le sens opposé à celui qui existait lorsque la machine tournait en moteur. Il en résultera que la force électromotrice et les courants dans le rotor changeront de sens. La force d'interaction du champ tournant et des courants du rotor changera également de sens et s'opposera à la rotation ; donc pour assurer cette rotation il faudra fournir au rotor de l'énergie mécanique. Le courant magnétisant restera alors le même car les conditions d'excitation du champ tournant sont les mêmes dans un générateur et un moteur asynchrones. Comme générateur la puissance de la machine est alors négative, car il n'absorbe pas d'énergie électrique mais en fournit au réseau. Le glissement d'une machine asynchrone fonctionnant en générateur est négatif (fig. 14-43) et le sens de la force électromotrice statorique coïncide maintenant avec la composante active du courant alors que dans le cas du moteur il était opposé. Notons que cette particularité peut servir de signe caractéristique du passage de la machine du régime moteur au régime générateur.

Avec l'accroissement du glissement négatif la réactance inductive du rotor augmente et fait accroître le déphasage entre la force électromotrice et le courant dans le rotor. D'autre part, la force électromotrice du rotor croît proportionnellement au glissement, et puisque le couple de freinage d'un générateur asynchrone s'exprime de la même façon que le couple moteur d'un moteur asynchrone

$$C_{fr} = \text{const}\, \Phi I_2 \cos \psi_2,$$

par conséquent, comme dans un moteur pour un glissement correspondant à la condition

$$g_{cr} = -\frac{R_2}{X_1'' + X_2},$$

on aura un couple maximum qui, étant dépassé, rend le fonctionnement de la machine instable. De cette façon, la courbe caractéristique $C = F(g)$ d'un générateur rappellera la caractéristique correspondante d'un moteur (fig. 14-43).

Un générateur asynchrone fournit du courant actif au réseau mais en même temps il prend au réseau du courant réactif (magnétisant) déphasé en arrière, comme un moteur, et pour cette raison il a besoin d'une source d'énergie réactive pour obtenir ce courant. On peut utiliser à cette fin un générateur synchrone travaillant en parallèle avec un générateur asynchrone sur un réseau commun. Il en résulte qu'un générateur asynchrone ne peut pas fonctionner de façon indépendante et en travaillant en parallèle sur un réseau il diminue par son courant réactif le facteur de puissance du réseau. Notons cependant qu'en cas de besoin le générateur asynchrone peut recevoir du courant réactif de condensateurs statiques couplés en parallèle. Dans ce cas, lors de la mise en marche d'un générateur asynchrone un phénomène d'auto-excitation a lieu, provoqué par le magnétisme rémanent de la machine.

La simplicité de construction et d'entretien est l'avantage d'un générateur asynchrone. Pour cette raison ces générateurs sont parfois utilisés dans des centrales hydrauliques automatiques de faible puissance qui travaillent en parallèle pour alimenter un réseau commun.

14-22. Moteurs asynchrones monophasés

Un des grands avantages du courant triphasé par rapport au courant monophasé est la possibilité d'obtenir de façon simple un champ magnétique tournant. Cependant on peut aussi construire un moteur asynchrone monophasé mais ses caractéristiques techniques seront de beaucoup inférieures à celles du moteur triphasé. Le domaine d'utilisation des moteurs monophasés est très limité et ils sont généralement de faible puissance (pour ventilateurs).

Le stator d'un moteur monophasé possède un enroulement monophasé car ce moteur est alimenté en monophasé, mais son rotor a un enroulement polyphasé en court-circuit ou à bagues; dans ce dernier cas le moteur est doté d'un rhéostat de démarrage.

Le champ magnétique du moteur est un champ alternatif pulsatoire dont l'axe est immobile dans l'espace. Dans les conducteurs du rotor ce champ induit des courants comme dans un enroulement secondaire d'un transformateur. La fig. 14-47 donne schématiquement le sens des courants dans les barres d'un rotor en court-circuit d'un moteur monophasé. Les couples moteurs qui naissent de l'interaction des courants des deux moitiés de l'enroulement rotorique avec le champ magnétique sont de sens contraire, donc le couple résultant agissant sur le rotor immobile est nul.

Cette absence de couple initial est une particularité caractéristique du moteur monophasé à schéma de connexion ordinaire et il en résulte que le moteur

ne peut pas démarrer de lui-même. Cependant, si à l'aide d'une force extérieure on met le rotor en marche, le moteur tournera et pourra être chargé.

On peut observer des phénomènes analogues dans un moteur triphasé lors de la rupture de l'un des fils d'alimentation. Si le fil connecté au moteur immobile a été coupé, ce dernier ne peut pas démarrer étant alimenté en monophasé. Par contre, si le fil d'un moteur triphasé en marche est coupé, le moteur continue à fonctionner comme un moteur monophasé. Mais sa charge doit alors être réduite de 50 ou 60 % de la valeur nominale. Le moteur ne doit pas travailler en monophasé lorsque la puissance à l'arbre est voisine de la valeur nominale car par suite de l'accroissement du courant les enroulements chauffent excessivement en un temps très court.

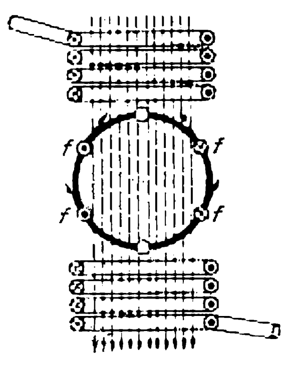


Fig. 14-47. Sens des courants dans les barres du rotor d'un moteur monophasé

Pour expliquer les phénomènes indiqués imaginons un champ alternatif pulsatoire de l'enroulement monophasé du stator comme résultant de deux champs tournant en sens inverse à la vitesse du synchronisme. Les flux qui leur correspondent seront identiques et égaux chacun à la moitié du flux pulsatoire (fig. 14-48):

$$\Phi_{I} = \Phi_{II} = \frac{\Phi}{2}.$$

Mais cette relation n'est valable que pour le rotor immobile (ainsi que pour un rotor ouvert). Le rotor étant immobile, les deux champs tournants induiront dans son enroulement des courants égaux qui en interaction avec les champs correspondants créeront des couples moteurs égaux dirigés en sens inverse et s'équilibrant. Il en résulte que le rotor ne peut pas se mettre en marche de lui-même. Si par un moyen quelconque on met le rotor en mouvement dans un sens quelconque, il continuera à tourner dans ce sens et atteindra une vitesse voisine de celle du synchronisme. Le champ qui tourne dans le même

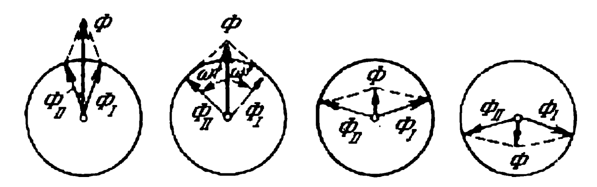


Fig. 14-48. Décomposition d'un champ magnétique alternatif en deux champs magnétiques circulaires tournants

sens que le rotor est appelé champ direct et l'autre est appelé champ inverse. Lorsque le rotor tourne, la relation indiquée plus haut pour les champs magnétiques ne sera plus valable. Le champ inverse sera considérablement affaibli et, pour une vitesse voisine de celle du synchronisme, le champ résultant sera presque un champ tournant circulaire. L'affaiblissement du champ inverse lors du travail du moteur monophasé s'explique de façon suivante. Par rapport au champ inverse le rotor a un glissement

$$\frac{N_1+N_2}{N_1} = \frac{N_1+N_1(1-g)}{N_1} = 2-g.$$

La fréquence des courants induits dans le rotor par le champ inverse est donc grande (par exemple pour $g = 0{,}05$ elle est égale à $(2-g) = 1{,}95 \cdot 50 = 97{,}5$ Hz). Pour une telle fréquence la réactance inductive du rotor est de beaucoup supérieure à sa résistance et les courants dus au champ inverse seront presque purement réactifs. Ils ont une forte action démagnétisante, c'est-à-dire qu'ils affaiblissent le champ inverse.

De cette façon, pour de faibles valeurs du glissement le couple moteur dans un moteur asynchrone monophasé est créé surtout par le champ direct. Le couple résistant, dû à l'interaction du champ inverse très faible et des courants (presque purement réactifs) induits par ce dernier, a une faible importance.

La fig. 14-49 donne les courbes du couple direct C_{I}, du couple inverse C_{II} et du couple résultant C en fonction du glissement. Notons qu'à la différence d'un moteur triphasé pour la vitesse de synchronisme ($g = 0$) le faible couple négatif dû au champ inverse agit sur le rotor du moteur monophasé.

Fig. 14-49. Courbes de variation du couple direct C_{I}, du couple inverse C_{II} et du couple résultant C d'un moteur asynchrone monophasé en fonction du glissement

Etant donné que le courant dans le rotor d'un moteur monophasé est formé par la superposition de deux courants à fréquences très différentes, on peut considérer les pertes dans le cuivre du rotor comme égales à la somme des pertes dues à chaque courant. Pour cette raison les pertes dans le cuivre du rotor d'un moteur monophasé sont presque deux fois supérieures aux pertes dans le rotor d'un moteur triphasé de même puissance.

L'accroissement du glissement dans un moteur monophasé provoque non seulement un accroissement de I_1 et une diminution du $\cos \varphi$ mais également un accroissement du couple résistant créé par le champ inverse. Pour cette raison le moteur monophasé est moins stable et son couple maximum est inférieur à celui d'un moteur triphasé analogue.

Par suite des pertes supplémentaires le rendement d'un moteur monophasé est inférieur à celui d'un moteur triphasé.

La mise en marche d'un moteur monophasé est généralement réalisée par utilisation d'une phase auxiliaire: un enroulement auxiliaire est placé dans les encoches du stator de façon que son flux soit décalé dans l'espace de 90° par rapport au flux de l'enroulement principal du stator. Le courant dans cet enroulement auxiliaire doit être déphasé par rapport au courant de l'enroulement principal d'un angle sensiblement égal à 90°. Lorsque ces conditions sont réalisées le flux magnétique de l'enroulement principal et celui de l'enroulement auxiliaire créent ensemble un champ tournant. Ce dernier n'est pas symétrique et crée un couple moteur relativement faible mais suffisant pour faire démarrer le moteur. L'enroulement auxiliaire est mis hors circuit lorsque le moteur atteint la vitesse normale car cet enroulement est prévu pour un fonctionnement de faible durée. Pour obtenir un grand déphasage du courant dans l'enroulement auxiliaire on peut brancher en série avec ce dernier un condensateur (fig. 14-50) ou une résistance. Les condensateurs sont utilisés plus souvent car à l'heure actuelle les condensateurs statiques sont relativement bon marché et suffisamment sûrs.

Si l'enroulement de la phase auxiliaire n'est pas débranché lors du travail du moteur, ce dernier est en réalité un moteur diphasé alimenté par le réseau monophasé. A cette catégorie des moteurs à phase auxiliaire fonctionnant de façon constante appartiennent les moteurs à condensateur et les moteurs à pôles fendus.

Les *moteurs à condensateur* diffèrent des moteurs à enroulement auxiliaire de démarrage (fig. 14-50) parce que leur enroulement auxiliaire et les condensateurs branchés dans le circuit de ce dernier sont calculés pour un service continu

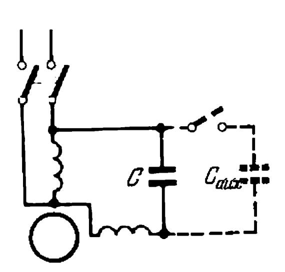


Fig. 14-50. Schéma de démarrage d'un moteur monophasé à l'aide d'une phase auxiliaire avec condensateur

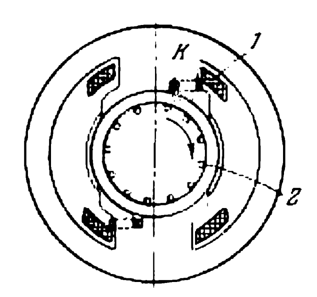


Fig. 14-51. Schéma d'un moteur à pôles fendus

en charge. Par leurs propriétés, ces moteurs se rapprochent des moteurs asynchrones triphasés. Ils possèdent un plus grand couple maximum et un cos φ plus élevé que les moteurs monophasés.

Dans les *moteurs à pôles fendus* (fig. 14-51) on utilise un enroulement en court-circuit *K*. Cet enroulement embrasse une partie d'un pôle saillant sur lequel est placé l'enroulement principal (primaire) *1*. Le courant I_1 de l'enroulement *1* créé par la tension du réseau fait naître un flux magnétique Φ_1. Une partie de ce flux, en traversant l'enroulement *K*, y induit un courant I_2 très déphasé en arrière par rapport à I_1. Ce courant donne naissance à un second flux magnétique. De cette façon, dans le moteur est créé un système de deux flux magnétiques alternatifs décalés dans l'espace et déphasés. Ces conditions sont analogues à celles qui ont lieu dans des appareils de mesure à induction. Ces deux flux produisent un champ tournant qui en agissant sur le rotor en court-circuit crée un couple moteur correspondant. Ces moteurs sont fabriqués pour des puissances de 0,5 à 30 W et sont largement utilisés en particulier comme moteurs de commande dans différents dispositifs automatiques.

Chapitre XV

MACHINES A COLLECTEUR

15-1. Le rôle du collecteur

Un grand groupe de machines électriques comporte un *collecteur* (fig. 15-1) qui est formé d'un certain nombre de lames de cuivre isolées les unes des autres et formant une surface cylindrique. Les lames du collecteur sont connectées par des conducteurs à l'enroulement fixé sur la partie tournante de la machine. Sur le collecteur frottent des balais fixes qui relient l'enroulement tournant au circuit extérieur. Nous examinerons en détail le principe de fonctionnement du collecteur.

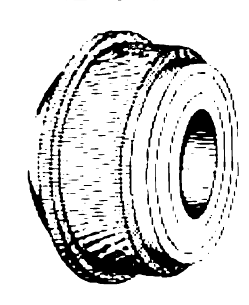


Fig. 15-1. Collecteur

L'emploi du collecteur donne à la machine plusieurs propriétés utiles dont la plus importante est la possibilité de redresser la force électromotrice alternative induite dans l'enroulement tournant et fournir une tension continue aux balais.

Le collecteur est un élément indispensable de la machine à courant continu; de plus, son utilisation a donné aux moteurs à courant alternatif à collecteur des particularités très intéressantes. Enfin, disons que les commutatrices utilisées pour transformer le courant alternatif en courant continu ou vice versa sont également dotées d'un collecteur.

Cependant il est à noter que les machines à collecteur reviennent beaucoup plus cher. Elles demandent un entretien spécial et sont moins robustes.

Vu l'importance relative de certains types de machines à collecteur nous examinerons de façon plus détaillée les machines à courant continu.

15-2. Principaux éléments d'une machine à courant continu

Les principaux éléments d'une machine à courant continu sont l'induit et l'inducteur.

La partie fixe, la carcasse (fig. 15-2), est généralement fabriquée en acier coulé. Sur la surface intérieure sont fixés les noyaux qui

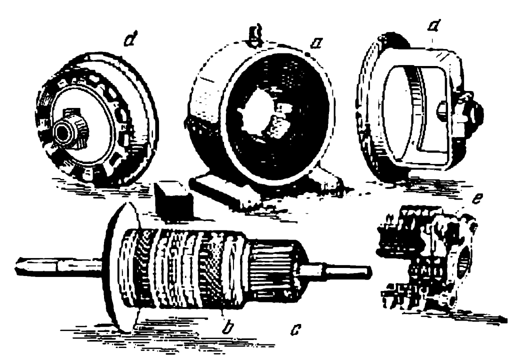


Fig. 15-2. Machine à courant continu démontée
a — carcasse; *b* — induit; *c* — collecteur; *d* — boucliers; *e* — couronne avec porte-balais

se terminent par les épanouissements polaires. Ces derniers assurent une répartition plus uniforme de l'induction magnétique le long de la périphérie de l'induit. Les pièces polaires portent des bobines qui forment l'enroulement d'excitation de la machine.

La carcasse de la machine ferme le circuit magnétique.

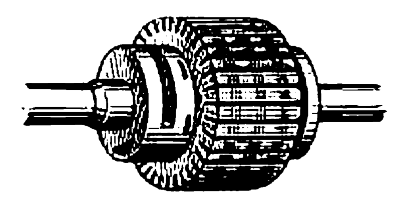


Fig. 15-3. Induit non bobiné d'une machine à courant continu

Sur la carcasse, en plus des pôles principaux, sont placés les pôles auxiliaires dont les bobines sont connectées en série avec l'induit. Les pôles auxiliaires sont destinés à améliorer la commutation (§ 15-8).

L'induit est un corps cylindrique formé de tôles magnétiques dont l'épaisseur est généralement de 0,5 mm (fig. 15-3). L'induit est la partie tournante; dans ses encoches est logé l'enroulement d'induit relié électriquement au collecteur qui est calé sur l'arbre de l'induit.

Les lames du collecteur sont isolées les unes des autres ainsi que de la masse par de la micanite (fig. 15-4).

Sur le collecteur s'appuient les balais en charbon ou en cuivre, montés dans des porte-balais fixes. De cette façon, pendant la rotation de l'induit les balais gardent une même position par rapport aux pôles de la machine.

Le ressort *r* applique le balai *b* contre le collecteur (fig. 15-5). Les porte-balais sont calés sur des tiges et sur une couronne fixée soit au bouclier de la machine, soit à la carcasse. On peut faire pivoter la couronne et de cette façon faire changer la position de toute

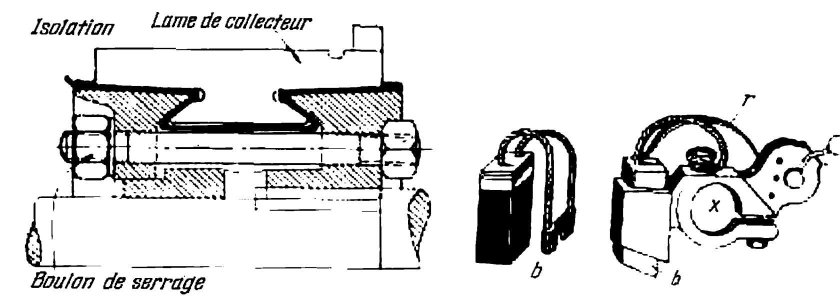


Fig. 15-4. Fixation des lames du collecteur

Fig. 15-5. Balai (à droite il se trouve dans le porte-balai)
b — balai; *r* — ressort; *x* — ouverture pour la tige de porte-balai

la ligne de balais par rapport aux pôles de la machine. Les tiges sont isolées de la couronne. L'induit de la machine est connecté au circuit extérieur par l'intermédiaire du collecteur et des balais.

Une machine à courant continu comporte deux circuits électriques: le circuit d'induit et le circuit d'excitation.

Une machine à courant continu est réversible: lorsqu'elle est entraînée par un moteur primaire et que le champ magnétique de la machine est excité une F.E.M. est induite dans l'induit. Par le collecteur et les balais, la machine envoie un courant continu dans le circuit extérieur; dans l'induit ce courant, en interaction avec le champ de la machine, crée un couple résistant que compense le moteur d'entraînement. Dans ce cas la machine fonctionne en générateur. Par contre, si l'induit et l'enroulement d'excitation de la machine sont sous tension continue, le courant passant par l'enroulement de l'induit en interaction avec le champ de la machine fait naître un couple moteur sous l'action duquel l'induit tourne et dans son enroulement est créée une force contre-électromotrice. La machine fonctionne alors en moteur en transformant l'énergie électrique en énergie mécanique.

15-3. Principe de fonctionnement du collecteur

L'induit en anneau le plus simple est un cylindre creux en tôles d'acier magnétique. L'enroulement d'induit embrasse le cylindre creux en formant un circuit fermé. Le flux magnétique traverse l'induit sans passer par sa cavité intérieure (fig. 15-6).

Lorsque l'induit tourne la force électromotrice sera induite seulement dans les conducteurs se trouvant à l'extérieur de l'induit tandis que les parties de l'enroulement placées à l'intérieur et sur

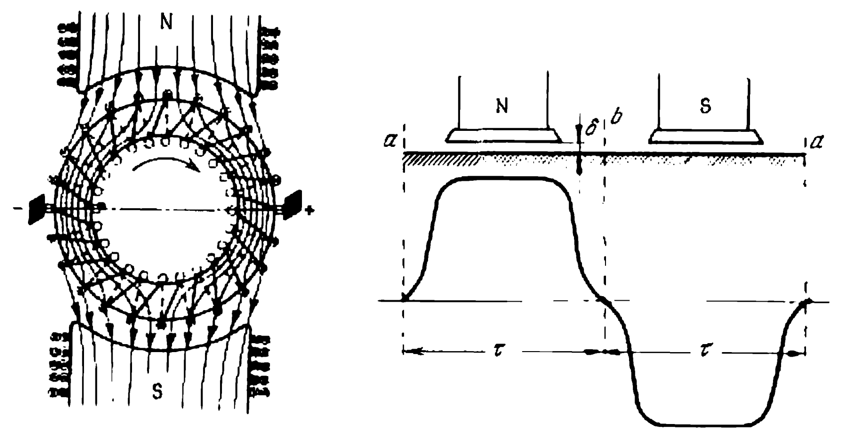


Fig. 15-6. Sens de la force électromotrice dans un enroulement d'un induit en anneau

Fig. 15-7. Courbe de répartition de l'induction magnétique le long de la circonférence de l'induit

les côtés de l'induit ne participeront pas à la formation de la force électromotrice et ne joueront que le rôle de fils de connexion. L'enroulement d'un induit en anneau est présenté schématiquement sur la fig. 15-6. En déterminant le sens des forces électromotrices, nous voyons que les forces électromotrices dans les spires de l'enroulement qui se déplacent sous le pôle nord sont opposées aux forces électromotrices induites dans les spires qui se déplacent sous le pôle sud. Etant donné que la machine est symétrique, les forces électromotrices dans l'enroulement fermé de l'induit s'équilibrent et aucun courant n'apparaît dans l'enroulement.

Pour utiliser les forces électromotrices de l'enroulement d'induit nous pouvons lui appliquer des balais fixes qui le relieront électriquement à un circuit extérieur. Nous devons choisir l'emplacement des balais de façon à utiliser entièrement les forces électromotrices fournies par l'enroulement. Les balais divisent l'enroulement en deux branches parallèles à forces électromotrices égales de telle

manière que dans chacune de ces branches toutes les forces électromotrices soient de même sens; dans le cas contraire nous n'utiliserons pas entièrement la force électromotrice fournie par l'enroulement (dans le cas limite où les balais se trouveraient sous le milieu des pôles, la tension entre les balais serait nulle). Le sens des forces électromotrices dans les conducteurs de l'enroulement est déterminé par la direction du champ magnétique et le sens de rotation de l'induit.

L'induction est maximum au point milieu des pôles de la machine, tandis qu'aux points qui se trouvent sur la ligne perpendiculaire

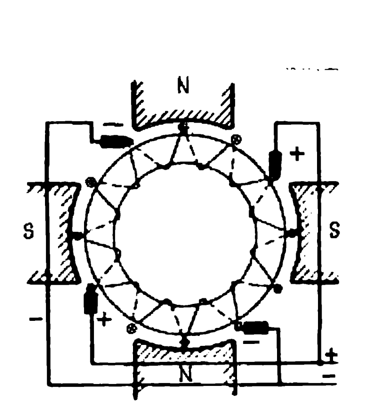


Fig. 15-8. Enroulement avec deux paires de branches parallèles ($a = 2$)

Fig. 15-9. Lames du collecteur remplaçant les contacts directs des balais avec les conducteurs de l'induit

à l'axe des pôles et passant par le centre de l'induit, elle est nulle. La répartition de l'induction le long de la circonférence de l'induit dépend de la réluctance le long de la circonférence de la machine, donc de la forme des épanouissements polaires. La fig. 15-7 donne une courbe développée de la répartition de l'induction le long de la circonférence de l'induit. Les points a et b sont appelés points neutres et la ligne qui les réunit est appelée *ligne neutre*. La zone dans laquelle on peut considérer l'induction comme pratiquement nulle est appelée *zone neutre*.

Il en résulte que les balais doivent se trouver sur la ligne neutre, c'est-à-dire aux points a et b (fig. 15-7).

De cette façon on aura aux balais une tension continue bien que la force électromotrice de chaque conducteur de l'induit soit alternative. Nous obtenons aux balais la tension d'une branche parallèle de l'enroulement d'induit; cette branche comprend un groupe de

conducteurs en série et se déplaçant de façon continue. Chaque conducteur passe sans arrêt de la zone du pôle nord dans la zone du pôle sud en changeant le sens de sa force électromotrice. En même temps, la position de chaque groupe de conducteurs, formant une branche parallèle de l'enroulement, reste invariable par rapport aux pôles de la machine et grâce à cela la tension aux balais est continue. Le phénomène de passage des éléments de l'enroulement d'une dérivation à une autre est appelé commutation.

Si au lieu de deux pôles la machine en comporte quatre, pour utiliser sa force électromotrice fournie par l'enroulement en spirale considéré on aura besoin de quatre balais qui doivent être connectés deux par deux (fig. 15-8). Ces balais divisent l'enroulement en deux paires de branches parallèles et dans le cas général de p paires de pôles en a paires de branches parallèles.

Dans l'enroulement en anneau considéré le nombre de paires de pôles p est égal à a, nombre de paires de branches parallèles de l'enroulement.

Il n'est pas rationnel que les balais touchent directement l'enroulement d'induit ; il vaut mieux assurer le contact entre les balais et l'enroulement d'induit par l'intermédiaire des lames du collecteur ; ces lames sont connectées par des fils avec chaque spire de l'enroulement fermé de l'induit (fig. 15-9). Ainsi grâce au collecteur les balais divisent l'enroulement d'induit aux points neutres en branches parallèles.

15-4. Induit en tambour, enroulement imbriqué et enroulement ondulé

A l'heure actuelle l'enroulement en anneau n'est plus utilisé parce que plus de la moitié de la longueur d'un tel enroulement ne participe pas à la formation de la force électromotrice et ne sert qu'à relier entre eux les conducteurs actifs qui se trouvent sur la partie extérieure de l'induit.

Dans l'enroulement en tambour le cuivre est utilisé beaucoup mieux. Un induit en tambour est un cylindre en tôles d'acier magnétique ; dans ses encoches les fils de l'enroulement sont placés seulement sur la partie extérieure du tambour (fig. 15-2 et 15-3). En réunissant les conducteurs de l'induit pour en former un enroulement on ne doit pas connecter deux conducteurs situés directement l'un à côté de l'autre, car leur force électromotrice résultante sera voisine de zéro (fig. 15-10). Il est rationnel de connecter en série ceux des conducteurs dont les F.E.M. sont en opposition de phase, c'est-à-dire les conducteurs qui sont éloignés l'un de l'autre d'un pas polaire environ (fig. 15-11). La spire formée par deux conducteurs embrassera alors presque tout le flux du pôle. Si la machine a plus d'une paire

de pôles, en formant une spire de deux conducteurs, nous pouvons connecter un troisième conducteur en revenant sous le pôle initial

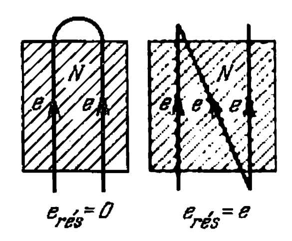


Fig. 15-10. Connexion en série de deux conducteurs voisins sur la circonférence de l'induit

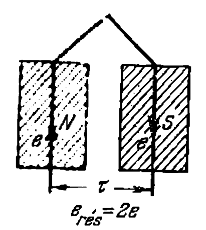


Fig. 15-11. Connexion en série des conducteurs se trouvant sous des pôles de signes différents

(fig. 15-12) ; c'est le mode de connexion de l'*enroulement imbriqué* appelé également *enroulement parallèle*. Mais nous pouvons connecter à la spire un troisième fil se trouvant sous le pôle suivant

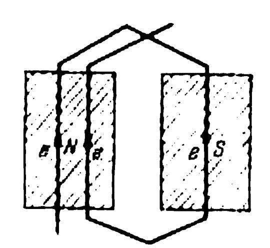


Fig. 15-12. Spire d'un enroulement imbriqué

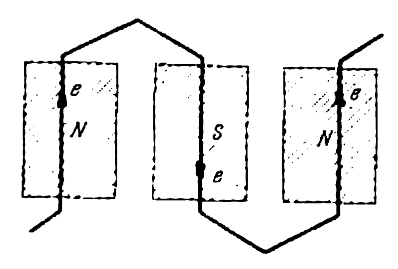


Fig. 15-13. Spire d'un enroulement ondulé

(fig. 15-13) ; ce mode de connexion est appelé *enroulement ondulé* ou *enroulement série*.

L'enroulement imbriqué forme un nombre de branches parallèles égal au nombre de pôles

$$2a = 2p.$$

C'est la particularité qui caractérise l'enroulement imbriqué.

L'enroulement ondulé peut avoir un nombre de paires de pôles différent du nombre de branches parallèles.

15-5. Force électromotrice d'induit

Dans les conducteurs d'induit naît une force électromotrice alternative de fréquence $f = \frac{pN}{60}$, comme pour un générateur à courant alternatif.

Dans chaque spire de l'enroulement apparaît une force électromotrice

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

Une spire de l'enroulement d'induit parcourt la distance du pas polaire τ pendant une demi-période de la force électromotrice alternative d'induit, c'est-à-dire pendant le temps $\frac{T}{2}$ et le flux à travers cette spire varie de $+\Phi$ à $-\Phi$. La valeur moyenne de la force électromotrice dans une spire pendant ce temps sera donc :

$$E_{\text{moy}} = -\frac{2}{T}\int_{+\Phi}^{-\Phi} d\Phi = 4\Phi\frac{pN}{60}.$$

Les balais de la machine additionnent les forces électromotrices induites dans les différentes spires pendant une demi-période, et pour cette raison la force électromotrice de l'induit est égale à la somme des valeurs moyennes des forces électromotrices de différentes spires de chaque dérivation. Si l'enroulement comporte n conducteurs qui forment $\frac{n}{2}$ spires et si cet enroulement est divisé par les balais en $2a$ branches parallèles, dans chaque branche parallèle se trouvent alors en série $\frac{n}{4a}$ spires ; remarquons que la force électromotrice d'une branche parallèle c'est justement la f.é.m. d'induit, d'où :

$$E_{\text{ind}} = \frac{n}{4a}E_{\text{moy}}$$

ou

$$E_{\text{ind}} = \frac{p}{a}n\frac{N}{60}\Phi = k_E N\Phi, \qquad (15\text{-}1)$$

où k_E est une grandeur constante pour une machine donnée.

On voit d'après cette équation que l'on peut régler la force électromotrice d'une machine à courant continu, en agissant sur le flux magnétique ou sur la vitesse de rotation de l'induit.

15-6. Couple résistant et couple moteur

Dans une machine à courant continu le couple résistant d'une génératrice et le couple moteur d'un moteur se déterminent facilement par la loi d'Ampère. Etant donné que l'enroulement d'induit comprend $2a$ branches parallèles entre lesquelles se divise le courant d'induit, dans chaque conducteur d'induit passe donc un courant $I = \frac{I_{\text{ind}}}{2a}$. Le champ magnétique de la machine en agissant sur le

conducteur parcouru par le courant crée une force

$$F = BIl = B\frac{I_{\text{ind}}}{2a}l.$$

Cette force varie en fonction de l'induction B, donc en fonction de la position du conducteur sous le pôle.

Si l'on considère la valeur moyenne de l'induction sous un pôle on obtient la valeur moyenne de la force ampérienne

$$F_{\text{moy}} = B_{\text{moy}}l\frac{I_{\text{ind}}}{2a}.$$

Le couple correspondant sera:

$$C_{\text{moy}} = F_{\text{moy}}\frac{D}{2}.$$

Le couple créé par tous les n conducteurs de l'induit sera n fois plus grand:

$$C = C_{\text{moy}}n = B_{\text{moy}}l\frac{D}{2}\frac{I_{\text{ind}}}{2a}n = k_{\text{m}}B_{\text{moy}}I_{\text{ind}},$$

où k_{m} est une grandeur constante pour une machine donnée.

La surface de l'induit dans les limites d'un pas polaire de la machine est égale à $\frac{\pi Dl}{2p}$; le produit de cette surface par l'induction moyenne nous donne le flux par pôle.

$$\Phi = B_{\text{moy}}\frac{\pi Dl}{2p}.$$

En remplaçant dans l'équation du couple

$$B_{\text{moy}}lD = \frac{\Phi 2p}{\pi},$$

on trouve

$$C = \frac{1}{2\pi}\frac{p}{a}n\Phi I_{\text{ind}} = k_{\text{m}}\Phi I_{\text{ind}}, \qquad (15\text{-}2)$$

où k_{m} est une grandeur constante pour la machine donnée, et en passant des unités du système électrotechnique pratique aux kilogrammètres on obtient:

$$C = \frac{10,2}{2\pi}\frac{p}{a}n\Phi I_{\text{ind}} \text{ (kgm)}. \qquad (15\text{-}3)$$

Ce couple est résistant lors de la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique, c'est-à-dire dans une génératrice, et il est moteur lors de la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, c'est-à-dire dans un moteur.

15-7. Réaction d'induit

Le champ magnétique d'une machine à courant continu est créé seulement par l'enroulement d'excitation lorsque celle-ci marche à vide, c'est-à-dire lorsque les conducteurs de l'induit ne sont pas parcourus par un courant.

Dans une machine en charge le courant passant par les conducteurs de l'induit crée un champ magnétique propre, un champ de réaction d'induit, qui déforme le champ inducteur. L'induit dont

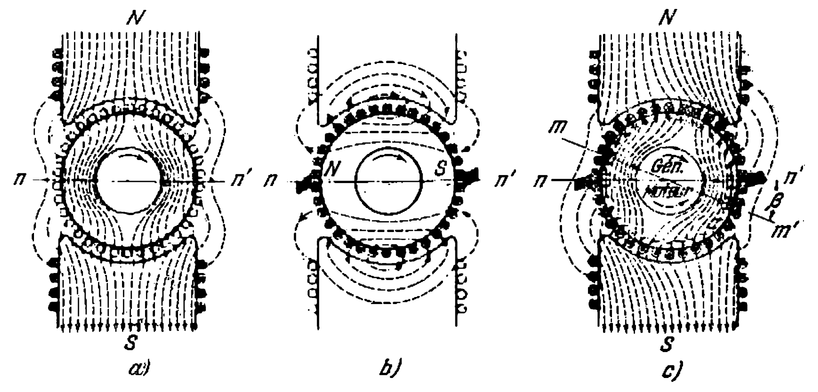


Fig. 15-14. Influence de la réaction d'induit sur le champ de la machine lorsque les balais se trouvent sur la ligne neutre théorique

a — champ lors de la marche à vide ; *b* — champ de l'induit ; *c* — champ en charge ; (*n* — *n'*, ligne neutre théorique ; *m* — *m'*, ligne neutre magnétique)

l'enroulement est parcouru par un courant représente un solénoïde dont l'axe coïncide avec celui des balais.

La fig. 15-14 donne schématiquement le champ inducteur de la machine, le champ d'induit et enfin le champ résultant. Cette superposition du champ d'induit déforme la répartition du flux magnétique sous le pôle de la machine en l'augmentant sous une corne polaire et en le diminuant sous l'autre, c'est-à-dire que l'induit est aimanté transversalement par le champ. Si la machine n'est pas saturée cette aimantation transversale ne change pas sa force électromotrice ; mais si la machine est saturée la force électromotrice de l'induit diminuera un peu car par suite de la saturation le champ magnétique résultant est moins augmenté sous une corne polaire qu'il n'est diminué sous l'autre. Lorsque les spires de l'induit passent par la corne polaire à induction augmentée par la réaction d'induit, des forces électromotrices plus grandes y seront induites. Pour la plupart des machines cette considération n'a pas une grande importance ; cependant si la machine doit travailler avec des tensions

considérables entre des lames voisines du collecteur, un tel accroissement de la force électromotrice peut provoquer des étincelles entre les lames et donner naissance à un *coup de feu* (un *flash*) au collecteur.

Le *déplacement de la ligne neutre* dans le champ de la machine dû à la réaction d'induit a une grande importance pratique. Pour une machine en charge, par suite de la superposition du champ d'induit sur le champ principal fourni par les électro-aimants, la ligne neutre magnétique $m - m'$ (fig. 15-14) ne coïncide plus avec la ligne neutre théorique $n - n'$ suivant laquelle sont fixés les balais. Il en résulte que pendant la commutation le balai court-circuitera la section de l'enroulement dans laquelle existe encore une certaine force électromotrice induite qui créera dans le circuit balai — section court-circuitée un courant important. Cela provoquera de fortes étincelles sous le balai et la détérioration des lames du collecteur.

Nous pouvons nous en convaincre en utilisant la règle de la « main droite » avec des sens du courant et du flux indiqués sur la fig. 15-14, qu'une génératrice doit tourner dans le sens des aiguilles d'une montre et un moteur, selon la règle de la « main gauche », cette fois doit tourner dans le sens inverse. Il en résulte que la ligne neutre magnétique d'une génératrice est décalée *dans le sens de rotation* et celle d'un moteur est décalée *dans le sens contraire*. Le champ de l'induit est proportionnel au courant de charge et pour cette raison la réaction d'induit varie avec la charge. La position de la ligne neutre magnétique varie donc également avec la charge. Si on voulait fixer les balais suivant la ligne neutre magnétique, on serait obligé à chaque variation de la charge de déplacer les balais.

Le décalage des balais de la ligne neutre théorique influence la réaction d'induit. Lorsqu'on décale les balais la force magnétisante de l'induit doit être considérée comme formée de deux composantes perpendiculaires entre elles: la composante transversale (An_{tr}) qui déforme le champ magnétique inducteur de la façon décrite plus haut, et la composante longitudinale (An_{lon}) qui, à la différence de la composante transversale, ne déforme pas le champ et ne modifie pas la ligne neutre magnétique, mais modifie directement la valeur du flux en l'affaiblissant ou en le renforçant en fonction du sens de décalage des balais (fonctionnement en génératrice ou en moteur).

Afin de diminuer l'influence néfaste de la réaction d'induit on peut augmenter la réluctance du trajet que parcourt le flux créé par l'induit. On réalise cela en augmentant l'entrefer et en utilisant de grandes inductions pour le fer des dents ; l'accroissement de l'induction provoque, vu la saturation magnétique, un accroissement de la réluctance des dents ce qui est équivalent à une certaine augmentation de l'entrefer.

Evidemment, l'accroissement de la réluctance demande un accroissement du courant d'excitation nécessaire pour maintenir le flux magnétique principal, et augmente donc les dimensions et le poids de la machine.

Assurer une commutation satisfaisante par la compensation des actions néfastes de la réaction d'induit est une tâche de première importance. Cette compensation est nécessaire car l'accroissement de la réluctance sur le trajet du flux d'induit n'est pas suffisant sauf pour de petites machines. Dans la plupart des machines à courant continu, pour ne pas déplacer les balais de la ligne neutre magnétique lors des variations de la charge et pour assurer une bonne commutation, on utilise des *pôles auxiliaires* placés sur la carcasse de la machine, entre les pôles principaux, suivant l'axe de la ligne neutre théorique (fig. 15-15). L'enroulement des pôles auxiliaires est connecté en série avec l'enroulement de l'induit; le champ magnétique de ces pôles s'oppose au champ d'induit. Grâce à cela dans la zone étroite des sections commutées de l'induit, le champ dû à la réaction d'induit est neutralisé. Etant donné que le flux des pôles auxiliaires est créé par le même courant que le flux d'induit, l'action compensatrice des pôles auxiliaires a lieu quelle que soit la charge de la machine.

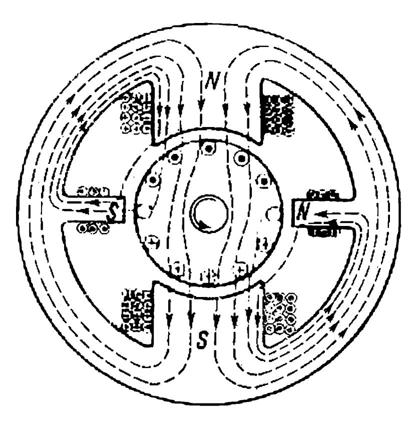


Fig. 15-15. Machine à pôles auxiliaires

La F. M. M. des pôles auxiliaires est généralement de 20 à 30 % supérieure à celle due à la réaction d'induit dans la zone neutre. On fait cela pour créer dans la zone de commutation un faible champ magnétique qui doit induire dans les sections commutées de l'induit une force électromotrice dite de commutation e_c. Cette force électromotrice doit équilibrer la force électromotrice d'auto-induction (la force électromotrice de réactance e_r) qui prend naissance lors de la variation du courant dans les sections commutées. Ainsi on a rempli la condition nécessaire pour une commutation parfaite, à savoir que de la somme de toutes les forces électromotrices qui naissent dans la section commutée est nulle ($e_r + e_c = 0$). Pour plus de détails voir § 15-8.

Parfois dans les grosses machines à courant continu (dont la puissance est supérieure à 150 kW) il ne suffit pas de compenser la réaction d'induit dans les limites étroites de la zone neutre (com-

pensation assurée par les pôles auxiliaires). La déformation du champ magnétique due à la réaction d'induit dans une telle machine, peut accroître la tension entre des lames voisines du collecteur jusqu'à 40 V et plus.

Pour compenser la réaction d'induit le long de toute la surface de l'induit on tient compte du fait que le flux magnétique d'induit est fixe par rapport à la carcasse de la machine, bien que l'enroulement de l'induit tourne. L'axe du flux d'induit peut être décalé seulement par le déplacement des balais car il coïncide avec l'axe des balais. Cela permet de compenser le flux magnétique d'induit

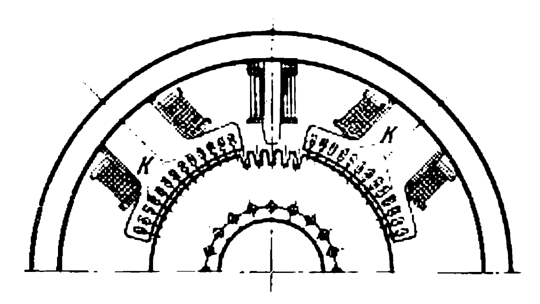


Fig. 15-16. Machine à pôles auxiliaires et enroulement de compensation disposé dans les encoches des pièces polaires

par la réaction de l'enroulement fixe disposé sur la carcasse. Cet *enroulement de compensation* doit être placé dans les encoches de la carcasse aussi près que posible de l'induit tournant ; généralement on le place dans les encoches découpées dans les épanouissements polaires légèrement élargis (fig. 15-16). Puisque le champ de l'enroulement de compensation doit changer de la même façon que le champ de l'induit lors de la variation de la charge, cet enroulement est connecté en série avec l'induit (comme l'enroulement des pôles auxiliaires).

15-8. Commutation

Le problème de la commutation est le problème le plus important pour le bon fonctionnement d'une machine à courant continu. Par commutation (terme pris dans son sens le plus large), on entend l'ensemble de phénomènes qui accompagnent le renversement du sens du courant dans la section de l'enroulement d'induit court-circuitée par un balai. Une bonne commutation doit avoir lieu sans formation d'étincelles au collecteur tandis qu'une mauvaise commutation est accompagnée d'étincelles et provoque, en fonctionnement prolongé, la détérioration du collecteur et l'endommagement de la machine même.

La *formation d'étincelles sous les balais* peut avoir des causes mécaniques et électriques. Causes mécaniques : mauvais rodage des balais, vibration des balais, existence de lames émergeant du collecteur, etc. ; toutes ces causes rendent le contact entre les balais et le collecteur plus mauvais. La cause électrique de la formation d'étincelles provient de l'accroissement de la tension entre des lames voisines ; en particulier ces étincelles peuvent être provoquées par le phénomène d'auto-induction dont sont l'objet les sections de l'enroulement de l'induit. Lors de la rotation de l'induit les sections de l'enroulement doivent passer d'une branche parallèle dans l'autre voisine, ce qui a lieu lorsque les lames du collecteur auxquelles sont connectées les extrémités de la section passent sous le balai qui les court-circuite (fig. 15-17). Pendant la période relativement brève nécessaire au passage complet du balai d'une lame à une autre, le courant dans la section doit changer de sens. Le renversement du sens du courant provoque inévitablement une force électromotrice d'auto-induction dans la section commutée et cette force électromotrice peut provoquer des étincelles lorsque le courant est coupé entre le bord de sortie du balai et la lame du collecteur quittée par le balai.

La durée de commutation de la section est appelée *période de commutation* T ; elle est d'autant plus grande que le balai est plus large et que la rotation de la machine est plus lente :

$$T = \frac{b_{\mathrm{b}}}{v_{\mathrm{c}}} = \frac{b_{\mathrm{b}} \cdot 60}{\pi D_{\mathrm{c}} N}, \tag{15-4}$$

où b_{b} est la largeur du balai ;
v_{c} la vitesse circonférencielle du collecteur ;
D_{c} son diamètre.

Une bonne commutation peut être obtenue dans le cas le plus simple, lorsque le phénomène de renversement du sens du courant dans la section commutée est déterminé exclusivement par les résistances de contact du balai avec les lames du collecteur, c.-à-d. lorsque la force électromotrice d'auto-induction (e_{r}) comme les forces électromotrices dues au champ de réaction d'induit et au champ principal sont nulles (commutation par résistance). De telles conditions ont lieu lorsque l'induit tourne très lentement. En simplifiant nous négligerons la faible résistance de la section commutée et celle des jonctions au collecteur (connexions de l'induit aux lames du collecteur) par rapport à la résistance de contact R_{b} entre le balai et le collecteur. La résistance R_{b}, pendant la commutation, est divisée entre les deux lames court-circuitées par le balai (*1* et *2* sur la fig. 15-18) ; elle forme deux résistances de contact (nous considérons le cas le plus simple où le balai n'est pas plus large qu'une lame du collecteur).

Au moment initial de la commutation toute la surface de contact du balai couvre la lame *1* ; à ce moment la résistance de contact entre la lame *1* et le balai est égale à R_b. Ensuite le balai quitte progressivement la lame *1*, sa surface de contact avec cette lame diminue proportionnellement au temps t écoulé depuis le début de la commutation et la résistance de contact augmente proportionnellement pour atteindre une valeur infiniment grande à la fin de la période de la commutation T ; de cette façon la résistance de contact entre le balai et la lame *1* sera :

$$R_1 = R_b \frac{T}{T-t} .$$

La résistance de contact entre le bord du balai s'approchant de la lame *2* diminue graduellement et d'une façon inversement proportionnelle au temps t:

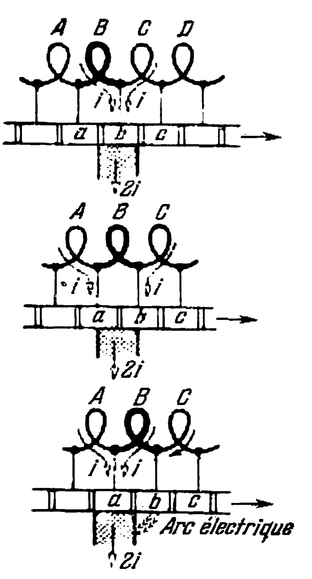


Fig. 15-17. Période de commutation (commencement, milieu et fin)

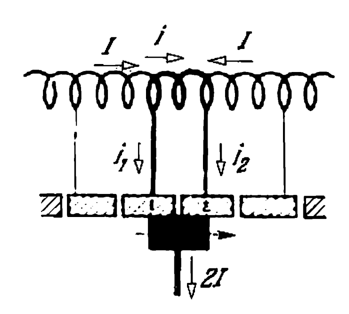


Fig. 15-18. Répartition des courants lors de la commutation

$$R_2 = R_b \frac{T}{t} .$$

Puisque nous négligeons la résistance de la section et celle des jonctions au collecteur nous pouvons considérer que le courant arrivant au balai depuis les deux branches parallèles de l'enroulement est égal à : $\frac{I}{2} + \frac{I}{2} = I$. Ce courant sera répart ientre les deux lames proportionnellement à l'inverse de leur résistance de contact.

On aura donc

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{T-t}{t} ,$$

le courant dans la section commutée est égal à :

$$i = I - i_1$$

et la somme des courants dans les jonctions est égale à :

$$i_1 + i_2 = 2I.$$

En résolvant ces trois équations on obtient la loi de variation du courant dans la section commutée :

$$i = I\left(\frac{T-2t}{T}\right).$$

Cette équation du courant i en fonction du temps t est une droite.

Pour une bonne commutation il est très important que dans les conditions considérées l'intensité de courant sous le balai soit partout la même et que le courant soit réparti de façon uniforme sur la surface de contact.

En réalité, pendant la variation du courant dans la section commutée on ne peut éviter la naissance d'une force électromotrice d'auto-induction et d'une force électromotrice d'induction mutuelle induite dans la section commutée par suite de la variation du courant dans la section voisine (cette dernière section étant court-circuitée par un autre balai). Dans la section commutée la force électromotrice résultant de l'auto-induction et de l'induction mutuelle est appelée force électromotrice de réactance : $e_r = -L\frac{di}{dt}$; dans cette formule L tient compte de l'inductance et de l'inductance mutuelle de la section. Admettons qu'on soit arrivé à conserver la variation linéaire du courant lors de la commutation par compensation de la force électromotrice e_r par une autre force électromotrice de sens opposé. Puisque nous avons une commutation linéaire, la f.é.m. de réactance sera :

$$e_r = -L\frac{di}{dt} = L\frac{I_{ind}}{T} = \text{const}\ I_{ind},$$

c'est-à-dire que cette force électromotrice sera constante.

Pour compenser la force électromotrice de réactance il faut une autre force électromotrice de sens opposé, de valeur égale et donc aussi proportionnelle au courant de l'induit I_{ind}. Comme nous l'avons déjà dit, cette force électromotrice appelée force électromotrice de commutation e_c est créée par l'induction B_c du champ de commutation (champ excédentaire) des pôles auxiliaires :

$$e_c = B_c 2lvn_c,$$

où n_c est le nombre de spires de la section commutée.

On aura une *commutation parfaite* si durant tout le phénomène, la somme algébrique des forces électromotrices dans la section com-

mutée est nulle, c'est-à-dire que la force électromotrice de réactance est entièrement compensée par la force électromotrice de commutation :

$$e_r + e_c = 0. \qquad (15\text{-}5)$$

Dans ce cas la commutation a lieu de la même façon que lors de la commutation par résistance (commutation linéaire). Le courant i dans la section commutée varie linéairement dans le cas général de $+\frac{I_{ind}}{2a}$ à $-\frac{I_{ind}}{2a}$ (fig. 15-19).

Si pendant la commutation $e_r > e_c$, on a une *commutation retardée* ; pendant la première partie de la période de commutation la

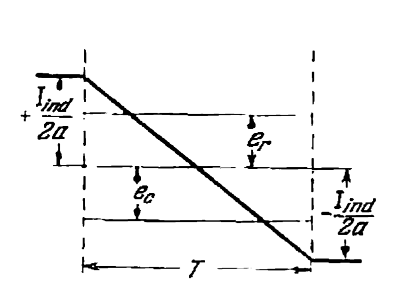


Fig. 15-19. Commutation linéaire

Fig. 15-20. Commutation retardée

variation du courant i dans la section commutée sera retardée (fig. 15-20). Or, comme à la fin de cette période le courant dans la section doit obligatoirement prendre la valeur $-\frac{I_{ind}}{2a}$, on aura une variation accélérée du courant dans la section commutée, donc une grande force électromotrice réactive. De plus, le ralentissement de la variation du courant i provoque un accroissement relatif du courant i_2 (fig. 15-18), donc de la densité du courant sous la partie du balai qui quitte la lame. A la fin du phénomène cette densité du courant peut atteindre une valeur importante provoquant un fort échauffement de l'arête du balai qui quitte la lame. La présence à la fois d'une force électromotrice de réactance considérable et d'une densité accrue du courant sous l'arête du balai qui quitte la lame, peut provoquer des arcs électriques minuscules sortant de l'arête du balai à l'instant où celui-ci quitte la lame.

Puisque la commutation retardée est due à l'action de la force électromotrice de réactance il faut, pour améliorer la commutation, compenser cette force électromotrice ou la réduire. La force électromotrice de réactance $e_r = -L\frac{di}{dt}$, où L est l'inductance résul-

tante de la section, proportionnelle au carré du nombre de spires n_c de la section commutée et inversement proportionnelle à la réluctance R_m du champ de cette section (§ 5-4). La f.é.m. de réactance e_r croît avec la vitesse de la machine, avec le courant de l'induit et le nombre de spires de la section commutée. La réaction d'induit, dans la mesure où elle n'est pas compensée dans la zone de commutation par le champ des pôles auxiliaires, augmente également la force électromotrice de réactance (voir fig. 15-14).

En l'absence de pôles auxiliaires on peut utiliser, pour compenser la force électromotrice de réactance, le décalage des balais depuis la ligne neutre magnétique dans le sens de rotation (cas d'une génératrice) ou dans le sens opposé (cas d'un moteur) ce qui se fait dans les machines à puissance ne dépassant pas 1 kW. Avec un tel décalage des balais la section commutée se trouvera non pas dans la zone neutre magnétique mais dans la zone du pôle d'entrée et puisque ses spires traverseront le champ magnétique de ce pôle, dans ces spires sera induite une force électromotrice opposée à la force électromotrice de réactance. Mais avec un tel mode d'obtention d'une force électromotrice de commutation, cette dernière ne variera pas proportionnellement au courant de l'induit comme varie la force électromotrice de réactance et par conséquent la condition $e_r + e_c = 0$ ne peut être assurée que pour une charge déterminée; la compensation de la force électromotrice pour une autre charge peut être réalisée seulement par un nouveau décalage des balais. Dans la plupart des machines modernes la force électromotrice de commutation est créée par le champ des pôles auxiliaires.

La force électromotrice de commutation créée par les pôles auxiliaires ainsi que la force électromotrice de réactance est proportionnelle au courant de l'induit et ainsi $e_r + e_c = 0$ reste valable même à différentes charges.

Enfin, si $e_c > e_r$, on a une commutation avancée. La commutation avancée est parfois réalisée dans les machines qui fonctionnent à charges brusques, avec renversement fréquent du sens de marche, etc.

L'obtention de la commutation avancée exige une augmentation du courant total des pôles auxiliaires et est liée à un certain accroissement de la résistance intérieure de la machine, donc à l'augmentation des pertes par échauffement.

15-9. Classification des machines à courant continu selon le mode d'excitation

Les caractéristiques des machines à courant continu dépendent surtout du mode de connexion de l'enroulement d'excitation avec l'induit. Voici cette classification.

A. *Machines à excitation en dérivation* (machines shunt) (fig. 15-21).

L'enroulement d'excitation est connecté en parallèle avec les bornes de l'induit. Le courant d'excitation I_{exc} en fonctionnement normal atteint 5 % de la valeur du courant de l'induit pour les machines de faible puissance et 1 % pour les grosses machines.

Etant donné que l'enroulement d'excitation est à la tension de la machine U et son courant I_{exc} est de beaucoup inférieur au courant de l'induit, la résistance de l'enroulement d'excitation $R_{exc} = U : I_{exc}$ doit être relativement grande. Pour régler le courant dans l'enroulement d'excitation on branche en série avec ce dernier

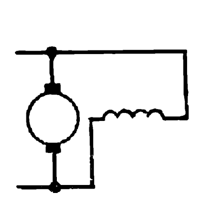


Fig. 15-21. Machine à excitation en dérivation

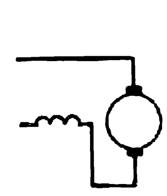


Fig. 15-22. Machine à excitation série

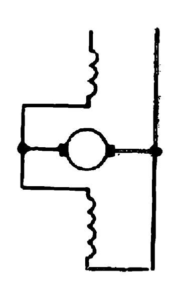


Fig. 15-23. Machine à excitation compound

un rhéostat dit rhéostat de champ. Les machines à excitation en dérivation se caractérisent par la constance relative du flux principal qui dépend peu de la charge de la machine.

B. *Machines à excitation série* (fig. 15-22). Le courant de l'induit passe par l'enroulement d'excitation. Pour cette raison ce dernier est fait en fil de section relativement grande et de faible résistance. Dans ces machines le flux magnétique varie dans de grandes limites en fonction de la charge.

C. *Machines à excitation compound* (composée) (fig. 15-23). Sur les pôles de ces machines sont placés deux enroulements d'excitation dont l'un est connecté en série et l'autre en parallèle avec l'induit.

En fonction de la destination d'une telle machine un des enroulements d'excitation est principal et est parcouru par un courant total relativement grand (In) et l'autre n'agit que complémentairement sur le champ principal de la machine. De cette façon, une machine compound peut être, d'après ses caractéristiques, surtout une machine shunt avec un faible enroulement série (par exemple une génératrice à excitation compound fournissant une tension qui pratiquement ne dépend pas de la charge) ou une machine à excitation série avec un petit enroulement shunt (par exemple un moteur

à excitation compound avec une courbe caractéristique tombante). Dans les machines compound les enroulements peuvent être connectés de façon que leurs forces magnétomotrices s'ajoutent ou se retranchent.

D. *Machines à excitation indépendante* (fig. 15-24). Dans ces machines le courant d'excitation ne dépend pas de la tension aux bornes de l'induit car l'enroulement d'excitation est alimenté par une source indépendante E_{exc}. Les machines à excitation indépendante pour certaines caractéristiques diffèrent peu des machines shunt.

Autrefois, pour créer le champ magnétique principal de la machine on utilisait souvent des aimants permanents. Ces derniers ont été ensuite remplacés par des électro-aimants qui permettent de réaliser une économie du poids et des dimensions de la machine. En plus, l'utilisation des électro-aimants permet de régler le flux magnétique ce qui est très important dans certains cas. Les aimants permanents sont utilisés actuellement surtout dans les machines spéciales : dans les inducteurs servant aux essais d'isolement, dans les exploseurs utilisés dans les mines et par le génie militaire pour faire sauter les explosifs à distance à l'aide d'une étincelle électrique, dans les magnétos d'automobile, etc.

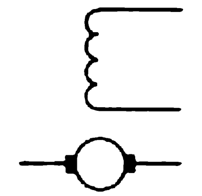


Fig. 15-24. Machine à excitation indépendante

Une machine à courant continu peut être utilisée comme génératrice ou comme moteur car elle est réversible. Une machine fonctionnant en génératrice devient automatiquement moteur si le couple moteur de la machine d'entraînement accouplé à son arbre est remplacé par le couple résistant d'une charge mécanique. (Dans les machines à excitation en série, lors d'un tel passage il faut intervertir les bornes de l'induit).

15-10. Dynamo à excitation indépendante

Les conditions de fonctionnement d'une dynamo à excitation indépendante sont les plus simples car il n'y a pas de relation entre le courant d'excitation et la tension de la machine. Certaines caractéristiques d'une dynamo à excitation indépendante sont pratiquement les mêmes que celles d'une dynamo shunt. Mais l'obtention de ces caractéristiques expérimentalement est beaucoup plus simple pour une dynamo à excitation indépendante et on peut étudier les parties des courbes qui, pour une machine à auto-excitation, correspondent au régime instable de la machine. Pour cette raison nous examinons en détail le fonctionnement d'une dynamo

à excitation indépendante bien que l'emploi de ce mode d'excitation soit limité.

L'enroulement des électro-aimants d'une dynamo à excitation indépendante est mis sous la tension d'un réseau à courant continu par l'intermédiaire d'un rhéostat de réglage R_{ch} (fig. 15-25). L'un des contacts de ce rhéostat est connecté à la deuxième borne de l'enroulement d'excitation de façon que lorsque la manette du rhéostat est dans la position zéro, l'enroulement d'excitation

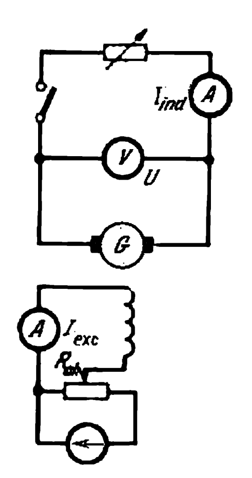


Fig. 15-25. Dynamo à excitation indépendante

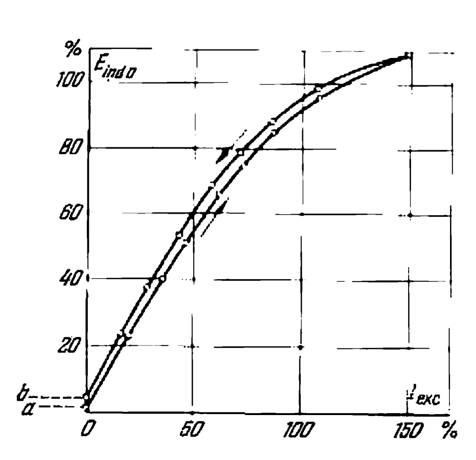


Fig. 15-26. Caractéristique de la marche à vide d'une dynamo à excitation indépendante

soit court-circuité. Cela se fait pour que le courant d'excitation ne soit pas coupé brusquement. En effet l'enroulement d'excitation d'une machine à courant continu est traversé par un flux magnétique important, donc une disparition brusque de ce flux en cas de coupure du courant d'excitation provoquerait de fortes étincelles par suite de la naissance d'une force électromotrice d'auto-induction élevée. Cette force électromotrice peut également présenter un danger pour l'isolement de l'enroulement d'excitation. Grâce au court-circuitage de l'enroulement d'excitation par le rhéostat le courant dans cet enroulement s'amortit graduellement selon la loi exponentielle (§ 5-7)

$$i = I_{exc} e^{-\frac{L}{R} t}.$$

Le danger dû à la naissance de forces électromotrices d'auto-induction importantes dans les machines à courant continu oblige à brancher et à débrancher la machine avec beaucoup de précautions et dans un ordre bien déterminé.

La caractéristique à vide ou la caractéristique magnétique de la dynamo (fig. 15-26) représente la force électromotrice de l'induit E_{ind} ou le flux principal Φ en fonction du courant d'excitation I_{exc} à vitesse constante (N = const), le circuit extérieur étant ouvert.

Il faut tracer la courbe caractéristique à vide en augmentant graduellement le courant d'excitation jusqu'à sa valeur maximum et en le réduisant ensuite aussi graduellement. Lors de l'accroissement du courant d'excitation on obtient la branche montante de la courbe et lors de la diminution du courant on obtient la branche descendante. Cette dernière se trouvera un peu au-dessus de la première branche ce qui est dû au magnétisme rémanent; également à cause de cette influence les deux branches de la caractéristique ne passent pas par l'origine des coordonnées mais coupent sur l'axe des ordonnées des tronçons correspondant à la force électromotrice $E_{ind\ 0}$ due au magnétisme rémanent. Après le débranchement du courant d'excitation le magnétisme rémanent qui correspond à *Ob* diminue pendant un espace de temps plus au moins long jusqu'à la valeur qui correspond à *Oa*.

Pour de faibles valeurs du courant d'excitation I_{exc}, lorsque le fer de la machine n'est pas saturé, la force électromotrice de l'induit est proportionnelle à I_{exc}; ceci correspond à la partie droite de la caractéristique à vide; ensuite l'influence de la saturation du fer se fait sentir et la caractéristique dans sa partie supérieure s'incline vers l'axe des abscisses.

Pour les conditions qui correspondent à cette partie de la caractéristique au-delà du coude de la courbe, le fer de la machine est saturé et sa réluctance est relativement grande; les génératrices fonctionnent généralement avec une excitation qui correspond à cette partie saturée de la caractéristique, car lors de l'accroissement de la réluctance l'influence de la réaction d'induit sur le flux et sur la force électromotrice de la machine diminue, donc la tension de la génératrice varie moins lors des changements de la charge.

On appelle *caractéristique externe* d'une dynamo la courbe de sa tension en fonction du courant envoyé dans le circuit extérieur lorsque le courant d'excitation et la vitesse de rotation sont constants. Cette caractéristique peut être obtenue en chargeant graduellement la génératrice.

La tension de la génératrice est la différence entre la force électromotrice de l'induit E_{ind} et la chute de tension $R_{ind}I_{ind}$ dans la résistance de l'induit (cette résistance comprend également la résistance de contact des balais); on a donc:

$$U = E_{ind} - R_{ind}I_{ind}. \qquad (15\text{-}6)$$

Avec l'accroissement de la charge de la génératrice la force électromotrice de l'induit E_{ind} diminue graduellement par suite de l'action

démagnétisante de la réaction d'induit. De cette façon, avec l'accroissement de la charge, la tension de la génératrice doit diminuer pour deux raisons : 1) par suite de l'accroissement de la chute de tension dans l'induit ; 2) par suite de la diminution du flux magnétique due à la réaction d'induit. Si l'on continue à augmenter le courant fourni par la génératrice au-delà de la valeur nominale, la tension de la machine continuera à baisser pour devenir nulle lors du court-circuitage des balais de la génératrice ($R_{ch} = 0$). Cette partie de la courbe est montrée sur la fig. 15-27 en pointillé car pratiquement nous ne pouvons pas l'obtenir sans risque de griller l'enroulement

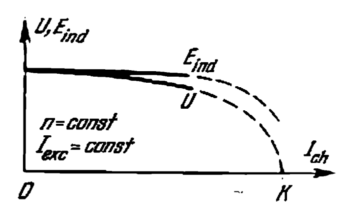


Fig. 15-27. Caractéristiques externe et interne d'une dynamo à excitation indépendante

de l'induit et de détruire son collecteur par un courant trop fort ; le segment OK sur la fig. 15-27 représente le courant de court-circuit de la génératrice.

La *caractéristique interne* d'une génératrice est la courbe représentant sa force électromotrice E_{ind} en fonction du courant de charge I_{ch}, la vitesse de rotation et le courant d'excitation étant constants.

On peut l'obtenir en partant de la caractéristique externe obtenue par expérience puisque

$$E_{ind} = U + R_{ind} I_{ind}.$$

En mesurant séparément R_{ind} nous ajoutons ensuite aux ordonnées de la courbe $U = f(I_{ch})$ les segments correspondants de $R_{ind} I_{ind}$. Avec l'accroissement du courant de charge I_{ch} la distance entre la courbe de la caractéristique externe et celle de la caractéristique interne augmente.

La résistance R_{ind} est pratiquement indépendante de l'échauffement lorsque le courant de la charge augmente et pour cette raison on peut, en première approximation, la considérer comme étant constante.

En utilisant la caractéristique externe de la génératrice on peut déterminer la variation de la tension lors du passage de la marche à vide à la marche en charge nominale, variation par rapport à U_{ch} (tension à charge nominale), exprimée en % :

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_{ch}}{U_{ch}} 100\,\%. \qquad (15\text{-}7)$$

Lorsque le générateur est à excitation indépendante, c'est-à-dire lorsque I_{exc} = const, la variation ΔU % est de 5 à 10 % : elle est d'autant plus petite que la machine est plus puissante.

Si l'on règle le courant d'excitation du générateur de façon que lors de l'accroissement du courant de charge la tension du générateur reste constante, la courbe correspondante du courant d'excitation I_{exc} en fonction du courant de charge I_{ch} représentera la *caractéristique de réglage* de la machine (fig. 15-28).

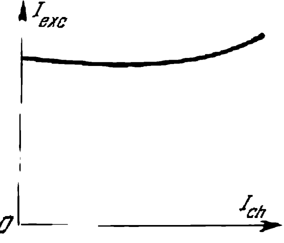


Fig. 15-28. Caractéristique de réglage d'une dynamo à excitation indépendante

15-11. Dynamo shunt

Les machines à excitation en dérivation, en série et composée (compound) lorsqu'elles fonctionnent comme générateurs, doivent fournir elles-mêmes le courant d'excitation. Mais lors de la mise en marche de la machine, sa force électromotrice est nulle, donc le courant d'excitation est absent. Cependant on peut toujours tenir compte du fait que dans la culasse et les pôles il existe un magnétisme rémanent et qu'une induction même très faible est suffisante pour assurer l'auto-excitation.

Un moteur primaire entraîne l'induit de la machine et les conducteurs de ce dernier coupent les lignes de force du champ magnétique rémanent ; dans ces conducteurs est induite une faible force électromotrice qui envoie un courant de faible valeur dans l'enroulement d'excitation. Si ce dernier est connecté correctement à l'induit ce courant renforce le champ magnétique de la machine, et ce champ à son tour fait naître dans l'induit une force électromotrice un peu plus grande. L'accroissement de la force électromotrice de l'induit provoque un accroissement du courant d'excitation et celui de l'induction dans le champ de la machine, et ainsi de suite jusqu'au moment où, par suite de la saturation du fer de la machine, le phénomène d'auto-excitation s'arrête pour une certaine relation déterminée entre le flux de la machine, la valeur du courant d'excitation et la F.E.M. de l'induit. On peut représenter de la façon suivante l'influence de la saturation du fer sur la marche de l'auto-excitation.

La courbe du flux principal Φ et de la force électromotrice E_{ind} (qui lui est proportionnelle) en fonction du courant d'excitation I_{exc} rappelle par sa forme la courbe d'aimantation (fig. 15-29). Un faible accroissement ΔI_{exc} du courant d'excitation pour une faible saturation de la machine provoque un accroissement notable de E_{ind} (force électromotrice de l'induit) ce qui entraîne un nouvel accroissement du courant d'excitation.

Cependant, sous l'influence de la saturation du fer du circuit magnétique, l'auto-excitation cesse et l'équilibre s'établit, déterminé par les conditions d'alimentation du circuit d'excitation. En particulier, dans une dynamo shunt la courbe représentant le courant d'excitation I_{exc} en fonction de la tension est pratiquement linéaire :

$$I_{exc} = \frac{U}{R_{exc}},$$

et la force électromotrice de l'induit en fonction du courant d'excitation $E_{ind} = F(I_{exc})$ est représentée par la caractéristique magnétique (fig. 15-26). Si l'on néglige la faible chute de tension dans l'induit $R_{ind}I_{ind}$ (qui est minime lors de la marche à vide), on obtient deux conditions auxquelles la tension du générateur doit satisfaire ; d'une part cette tension est une fonction linéaire : $U = R_{exc}I_{exc} = E_{ind}$, d'autre part, elle est déterminée par les conditions de la caractéristique à vide $E_{ind} = F(I_{exc})$. Un régime stable aura lieu pour une valeur qui satisfait à ces deux équations. Ce régime correspond au point A (fig. 15-29) où la courbe $E = f(I_{exc})$ et la droite $U = R_{exc}I_{exc}$ se coupent. Pour une machine donnée la position de ce point est déterminée par la valeur de R_{exc} puisque :

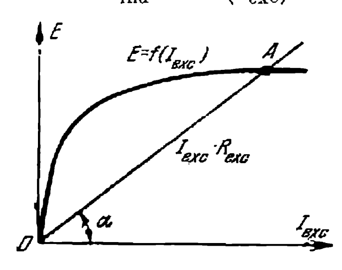


Fig. 15-29. Détermination graphique du régime du générateur à la fin du phénomène d'auto-excitation

$$\operatorname{tg}\alpha = k\frac{U}{I_{exc}} = kR_{exc}.$$

Il en résulte qu'on peut régler la position du point A en insérant un rhéostat R_{sh} dans le circuit d'excitation. Lorsque ce rhéostat est inséré la tension est égale à

$$U = (R_{exc} + R_{sh})\, I_{exc}.$$

Avec l'accroissement de la résistance R_{sh} le point A se déplace vers la gauche et la tension diminue ; la droite $U = R_{exc}I_{exc}$ tourne dans le sens antihoraire. Enfin, lorsque la droite $U = (R_{exc} + R_{sh})\, I_{exc}$ coïncide avec la partie rectiligne de la courbe caractéristique de marche à vide, la résistance du circuit d'excitation atteint sa valeur critique. Lorsque l'on continue à augmenter cette résistance l'auto-excitation devient impossible. Pour la valeur critique de la résistance, la tension de la machine est pratiquement instable. Il en résulte que lors de la marche à vide du générateur il est impossible d'obtenir par le réglage de R_{sh} une tension stable inférieure à 60 ou 70 % de la tension nominale.

Etant donné que le sens de la f.é.m. de l'induit dépend du sens de rotation, le choix des extrémités pour la connexion de l'enroulement d'excitation avec l'induit dépend du sens de rotation de ce dernier. Lorsque l'induit est connecté avec l'enroulement d'excitation de façon incorrecte l'auto-excitation ne peut pas avoir lieu. Parfois, à cause d'un court-circuit la machine peut perdre son magnétisme rémanent. Dans ce cas, pour rétablir le champ rémanent, il faut se servir d'une source extérieure de courant continu même de puissance relativement faible. Il faut mettre l'enroulement d'une machine désaimantée à la tension de cette source et ensuite connecter la machine convenablement pour avoir une auto-excitation normale.

La *caractéristique à vide* d'une dynamo shunt $E_{ind} = f(I_{exc})$ a la même

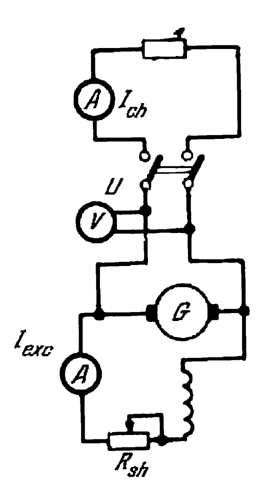


Fig. 15-30. Schéma de connexion d'une dynamo shunt

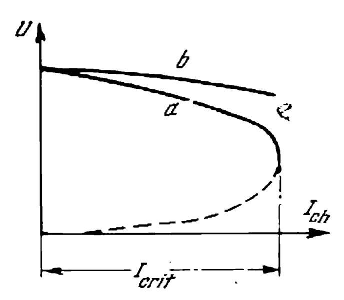


Fig. 15-31. Comparaison des caractéristiques externes d'une dynamo shunt (*a*) et d'une dynamo à excitation indépendante (*b*)

forme que celle d'une dynamo à excitation indépendante, mais sa caractéristique externe présente certaines particularités. Dans une dynamo à excitation indépendante la tension en charge baissait par suite de la chute de tension dans l'induit $R_{ind}I_{ind}$ et de l'action démagnétisante due à la réaction d'induit. Dans une dynamo shunt (fig. 15-30) il faut ajouter à ces causes la diminution du courant d'excitation par suite de la baisse de la tension, car ce courant est créé par la tension de la machine

$$I_{exc} = \frac{U}{R_{exc} + R_{sh}} .$$

Pour cette raison la courbe de tension du générateur tombe beaucoup plus fortement que celle d'un générateur à excitation indépendante (fig. 15-31).

Lorsque la charge d'un générateur à excitation en dérivation dépasse une certaine valeur, la *machine se démagnétise* (partie de la courbe tracée en pointillé).

Lorsque la machine fonctionne, l'accroissement du courant de charge provoque une baisse de la tension aux bornes de la machine, une diminution du courant d'excitation et un affaiblissement du flux magnétique principal. Lorsque avec l'accroissement de la charge ce flux atteint la valeur qui correspond à la partie rectiligne, non saturée de la caractéristique magnétique, une diminution ultérieure de la résistance de charge provoquera une diminution du courant de charge et une chute brusque de la tension de la machine. L'accroissement du courant fait baisser la tension de la machine ce qui provoque une diminution du courant d'excitation, et puisque le régime de la machine correspond à la partie rectiligne de la caractéristique magnétique (fig. 15-26), une faible diminution du courant d'excitation provoque une forte réduction du flux ce qui, à son tour, cause une nouvelle diminution de la force électromotrice de l'induit et de la tension et ensuite une nouvelle diminution du courant d'excitation. Le fonctionnement de la machine dans ce cas (partie en pointillé de la courbe caractéristique) est instable. Un générateur à excitation en dérivation, étant court-circuité, conserve cependant une faible force électromotrice induite par le magnétisme rémanent et qui assure un certain courant I dans l'induit court-circuité. Donc, un court-circuit ne présente pas de danger pour ce générateur, mais les forts courants de surcharge qui passent par le collecteur de la machine peuvent le détériorer sérieusement par un fort crachement aux balais. La valeur limite du courant de charge du générateur au-delà de laquelle la machine passe en régime instable est appelée « courant critique » I_{cr} (fig. 15-31). Le courant nominal d'un générateur est généralement compris entre 1/3 et 1/2 du « courant critique ». De ce que nous venons d'exposer il ressort que la variation de la tension d'un tel générateur est beaucoup plus grande que dans un générateur à excitation indépendante. Elle est de 8 à 15 % pour une machine à pôles auxiliaires et de 12 à 20 % pour des machines sans pôles auxiliaires.

Le réglage de la tension de ce générateur à excitation en dérivation est réalisé à l'aide d'un rhéostat R_{sh} (fig. 15-30) dans le circuit d'excitation. La courbe de réglage ne diffère pratiquement pas de celle d'un générateur à excitation indépendante.

Les générateurs à excitation en dérivation sont utilisés dans la plupart des cas lorsqu'on a besoin d'une source industrielle de courant continu.

15-12. Dynamo à excitation série

Le courant de charge d'un tel générateur est en même temps le courant d'excitation car l'enroulement d'excitation est connecté en série avec l'induit (fig. 15-32).

Grâce à un tel mode de connexion, lors de la marche à vide, le générateur ne fournit qu'une faible force électromotrice due au magnétisme rémanent. Avec l'accroissement de la charge le flux magnétique, la force électromotrice et la tension du générateur

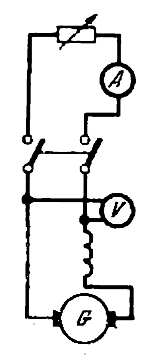


Fig. 15-32. Schéma de connexion d'une dynamo à excitation série

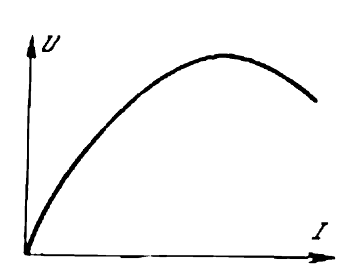


Fig. 15-33. Caractéristique externe d'une dynamo à excitation série

croissent; cet accroissement continue jusqu'à une certaine limite déterminée par la saturation magnétique de la machine. Si la résistance de charge continue à diminuer, la tension du générateur

$$U = E_{\text{ind}} - R_{\text{ind}}I - R_{\text{exc}}I$$

commence à tomber car le flux principal cesse presque de croître tandis que le flux démagnétisant dû à la réaction d'induit et la chute de tension $R_{\text{ind}}I$ dans l'induit et $R_{\text{exc}}I$ dans l'enroulement d'excitation continuent à augmenter. De cette façon la caractéristique externe du générateur a une forme particulière avec un maximum (fig. 15-33).

Etant donné que la tension du générateur varie considérablement avec la charge et en marche à vide elle est voisine de zéro, ce générateur ne convient pas pour l'alimentation des réseaux d'éclairage et de force où la tension doit être constante.

15-13. Dynamo à excitation composée (compound)

La propriété de l'excitation série d'augmenter le flux principal proportionnellement à la charge peut être utilisée pour redresser la caractéristique externe $U = f(I_{\text{ind}})$ d'une dynamo shunt et

pour rendre cette tension pratiquement indépendante de la charge. Cela est réalisé dans une dynamo compound dans laquelle l'enroulement d'excitation comprend deux parties : un enroulement principal en dérivation Exc_{sh} (fig. 15-34) et un petit enroulement en série Exc_s. Le courant d'excitation de la machine reste constant pendant son travail. La force magnétomotrice du circuit principal de la machine représente la somme de deux f.m.m.

$$Exc_{sh}I_{exc} + Exc_s I_{ind}$$

qui sont la force magnétomotrice constante de l'enroulement shunt $Exc_{sh}I_{exc}$ et la force magnétomotrice de l'enroulement série $Exc_s I_{ind}$ proportionnelle au courant de charge. De cette façon, le flux magnétique de la machine et la force électromotrice de l'induit E_{ind} augmentent avec la charge. En choisissant convenablement le nombre de spires de l'enroulement série Exc_s on peut maintenir la tension de la machine relativement constante en compensant par l'accroissement du flux la chute de tension dans l'induit et l'action démagnétisante due à la réaction d'induit.

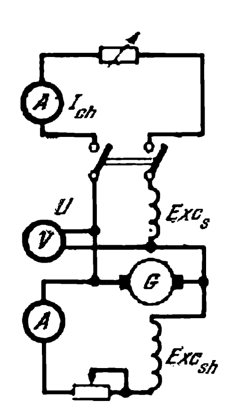


Fig. 15-34. Schéma de connexion d'une dynamo compound

Ce générateur convient bien pour de petites installations où le branchement et le débranchement de certains récepteurs peuvent provoquer de fortes variations de la tension. Mais elle ne convient pas pour les puissantes installations où elle doit marcher en parallèle avec d'autres machines car en cas d'une baisse accidentelle de la vitesse du moteur primaire, lorsque la force électromotrice du générateur E_{ind} devient inférieure à la tension du réseau U, le courant dans l'induit et dans l'enroulement série change le sens et cet enroulement peut faire changer le sens du flux magnétique du générateur ce qui provoquera une avarie.

La connexion composée pour laquelle les forces magnétomotrices des enroulements d'excitation s'ajoutent est appelée *à flux additif* ; parfois on utilise la *connexion en opposition* pour laquelle l'enroulement série par sa force magnétomotrice affaiblit le flux créé par l'enroulement shunt. Une telle connexion à flux soustractif convient si la machine est soumise à des courts-circuits fréquents (machine à souder à l'arc). Lors d'un court-circuit l'enroulement série presque démagnétise la machine et réduit le courant de court-circuit jusqu'à une valeur qui n'est pas dangereuse pour le générateur.

15-14. Couplage des générateurs en parallèle

Pour coupler un générateur en vue du fonctionnement en parallèle, sur un réseau à tension U il suffit de régler l'excitation de ce générateur de façon que sa force électromotrice E_2 soit égale à la tension du réseau U. Ensuite, en connectant un pôle du générateur G_2 au réseau (fig. 15-35) il faut vérifier, à l'aide d'un voltmètre V, si la polarité du générateur à coupler coïncide avec celle du réseau. Si ce voltmètre indique zéro on ferme l'interrupteur unipolaire S. Maintenant le générateur est branchée sur le réseau mais ne fournit pas de courant et n'en consomme pas car sa force électromotrice est compensée par la tension du réseau:

$$I_2 = \frac{E_2 - U}{R_{ind2}} = 0.$$

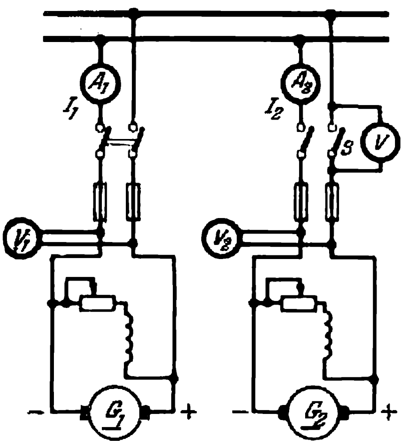


Fig. 15-35. Schéma de montage des dynamos pour la marche en parallèle

Pour charger le générateur nous pouvons soit augmenter son courant d'excitation, soit augmenter la vitesse de rotation du moteur primaire. Dans les deux cas nous augmentons la force électromotrice E_2 du générateur G_2. L'accroissement de cette f.é.m. fait passer par le générateur un courant de charge

$$I_2 = \frac{E_2 - U}{R_{ind2}},$$

d'autre part il élève un peu la tension du réseau U. Nous n'avons pas changé la force électromotrice du premier générateur G_1 qui précédemment supportait toute la charge du réseau et pour cette raison l'accroissement de la tension du réseau diminuera un peu la charge de ce générateur car son courant

$$I_1 = \frac{E_1 - U}{R_{ind1}}.$$

Le courant dans l'enroulement de l'induit du générateur G_2 en interaction avec le champ magnétique crée un couple résistant correspondant, donc le moteur primaire (une turbine, un moteur diesel, etc.) du générateur diminue sa vitesse. Mais le régulateur de vitesse de ce moteur entre alors en jeu ; il augmente l'arrivée de la vapeur, de l'eau ou du combustible et de cette façon rétablit

la vitesse du moteur d'entraînement. Maintenant la génératrice G_2 et son moteur supportent une partie de la charge du réseau. Pour le générateur G_1, pour lequel une diminution du courant réduit la charge du moteur primaire, le processus a lieu en sens inverse. Le moteur primaire augmente de vitesse mais le régulateur de vitesse intervient et en diminuant l'arrivée de l'agent moteur rétablit la vitesse. De cette façon la charge du générateur G_1 diminue. Enfin, pour rétablir la tension initiale du réseau U nous devons réduire un peu l'excitation du générateur G_1.

S'il faut faire passer toute la charge sur le second générateur G_2 il suffit pour cela de réduire graduellement l'excitation du premier générateur G_1 et d'augmenter celle du second générateur G_2, tout en veillant à ce que la tension U du réseau reste constante. Lorsque la f.é.m. du générateur G_1 devient égale à la tension du réseau le courant fourni par ce générateur devient nul; la machine ne supportera aucune charge et on pourra la débrancher.

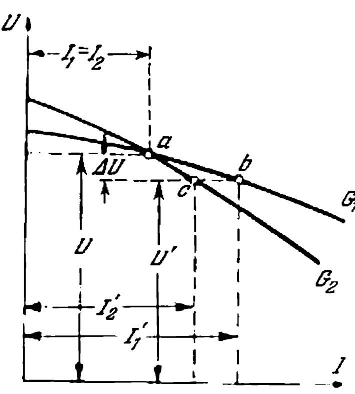


Fig. 15-36. Répartition de la charge entre des dynamos à caractéristiques externes différentes

Si on laisse le générateur G_1 branché et on continue à réduire le courant d'excitation, le courant dans l'induit changera de sens:

$$I_1 = \frac{U - E_1}{R_{\text{indt}}}$$

et ce courant, au lieu d'un couple résistant, créera un couple moteur; la machine fonctionnera en moteur. Mais le moteur d'entraînement peut alors subir une avarie et pour cette raison tous les générateurs fonctionnant en parallèle sont munis chacun d'un appareil qui le débranche automatiquement lorsque le courant change de sens (§ 20-2).

En agissant sur l'excitation des générateurs couplées en parallèle on peut répartir la charge entre eux de façon voulue.

Examinons deux générateurs qui ont des caractéristiques externes différentes (fig. 15-36). Si par réglage de l'excitation on les charge de la même façon, leur régime de travail pour une tension déterminée U correspondra au point d'intersection a de leurs caractéristiques externes. Mais voilà que la conductibilité de la charge a augmenté et le courant absorbé par le réseau s'est accru; le courant fourni par chaque générateur doit également augmenter, donc la chute de tension et la réaction d'induit dans chacun d'eux doivent aussi augmenter. Il en résulte que la tension doit baisser de ΔU.

Mais à cette tension diminuée

$$U' = U - \Delta U$$

correspondent, conformément aux caractéristiques externes des générateurs, différentes valeurs des courants I'_1 et I'_2. Les générateurs se répartiront la nouvelle charge de façon inégale. Le générateur à caractéristique externe à pente douce (caractéristique plus rigide) fournira un courant I'_1 plus grand. Evidemment, il n'est pas difficile de corriger cette inégalité (par exemple en augmentant l'excitation du deuxième générateur) mais cela rend le travail du personnel de service plus difficile surtout lorsque la charge varie rapidement. Pour cette raison il est désirable d'utiliser pour le couplage en parallèle des générateurs à caractéristiques externes identiques.

15-15. Moteurs à courant continu

Si on réduit graduellement l'excitation d'un générateur à dérivation qui alimente un réseau à courant continu, sa force électromotrice devient inférieure à la tension du réseau d'où le courant

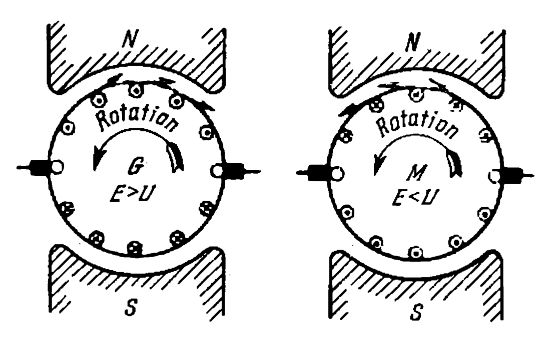


Fig. 15-37. Sens des courants et des forces électromagnétiques lorsque la machine fonctionne en générateur (G) et en moteur (M)

dans l'induit changera le sens et deviendra proportionnel à la différence entre la tension du réseau U et la force électromotrice de l'induit E_{ind}

$$I_{ind} = \frac{U - E_{ind}}{R_{ind}}. \qquad (15\text{-}8)$$

Il en résultera que le couple créé par l'action du champ magnétique principal de la machine sur le courant passant par l'induit s'inversera (fig. 15-37).

Ce couple ne sera plus un couple résistant mais moteur. La machine fonctionne maintenant en moteur, tourne d'elle-même, et n'a

plus besoin de moteur d'entraînement qui doit être séparé. Elle fonctionne maintenant grâce à l'énergie provenant du réseau à courant continu.

Un tel passage simple du fonctionnement en générateur au fonctionnement en moteur par changement d'excitation n'est possible que dans une machine shunt. Dans une machine à excitation série, pour passer au fonctionnement en moteur, la tension et le sens de rotation restant les mêmes, il faut changer le sens du courant dans l'induit ou dans l'enroulement d'excitation. Mais pour les deux types de machines l'équation du courant (15-8) est valable à la seule condition de remplacer R_{ind} dans une machine à excitation série par la somme de résistances de l'induit et de l'enroulement d'excitation.

L'induit du moteur tourne sous l'action du couple moteur dû aux forces électromagnétiques ; le sens de rotation est déterminé par la règle de la main gauche mais pendant ce mouvement les conducteurs de l'induit coupent le champ magnétique et d'après la loi d'induction électromagnétique une force électromotrice E_{ind} y est induite. On peut déterminer son sens en se servant de la règle de la main droite. Cette force électromotrice est la force électromotrice de l'induit mais dans le moteur elle est opposée au courant et pour cette raison elle est appelée force contre-électromotrice f.c.é.m. de l'induit. Elle joue le même rôle que la force électromotrice induite dans l'enroulement primaire d'un transformateur ou dans un stator d'un moteur asynchrone. La force contre-électromotrice de l'induit est compensée par cette partie de la tension du réseau qui correspond à la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Il n'est pas difficile de s'en convaincre. Transformons l'équation (15-8) en équation d'équilibre électrique du moteur:

$$U = R_{ind} I_{ind} + E_{ind} \tag{15-9}$$

qui nous rappelle une série d'équations d'équilibre électrique des machines à courant alternatif.

En multipliant l'équation (15-9) par I_{ind} nous obtenons l'équation de la puissance

$$U I_{ind} = R_{ind} I_{ind}^2 + E_{ind} I_{ind}$$

dans laquelle le dernier membre représente la puissance mécanique. En effet, la puissance mécanique $P_{méc}$ est égale au produit du couple C par la vitesse angulaire $\omega = \frac{2\pi N}{60}$, d'où:

$$P_{méc} = C\omega = C \frac{2\pi N}{60};$$

en tenant compte de la formule (§ 15-6)

$$C=\frac{1}{2\pi}\frac{p}{a}n\Phi I_{\text{ind}}$$

on a :

$$P_{\text{méc}}=\frac{p}{a}n\Phi\frac{N}{60}I_{\text{ind}}$$

et puisque :

$$\frac{p}{a}n\Phi\frac{N}{60}=E_{\text{ind}},$$

on obtient finalement :

$$P_{\text{méc}}=E_{\text{ind}}I_{\text{ind}}.$$

De cette façon la force contre-électromotrice de l'induit est l'élément intermédiaire qui assure la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique. Ce n'est qu'en présence de cette force électromotrice que la machine peut développer une puissance mécanique.

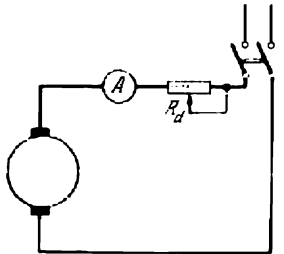


Fig. 15-38. Rhéostat de démarrage d'un moteur à courant continu

Mais d'autre part cette force électromotrice limite la valeur du courant dans l'induit. Si l'on lançait le moteur en le branchant sur la tension du réseau, à l'instant du démarrage la force électromotrice E_{ind}, qui est proportionnelle à la vitesse, sera égale à zéro. Or, à cet instant le moteur présente pour la tension du réseau une très faible résistance R_{ind}. Pour protéger le moteur contre un courant de démarrage excessif qui présente un danger pour le collecteur et l'enroulement de l'induit, tous les moteurs à courant continu dont la puissance dépasse un quart de kW sont dotés d'un rhéostat de démarrage R_{d} (fig. 15-38) branché en série avec l'induit. Grâce au rhéostat de démarrage le courant de démarrage sera :

$$I_{\text{ind}}=\frac{U}{R_{\text{ind}}+R_{\text{d}}},$$

et on choisit R_{d} de façon que le courant de démarrage soit supérieur seulement de 1,1 à 1,5 fois au courant nominal du moteur.

Lors du branchement du moteur à la tension du réseau, le moteur démarre sous l'action du couple moteur et augmente progressivement sa vitesse ; sa force contre-électromotrice E_{ind} augmente alors proportionnellement à la vitesse et on réduit graduellement la résistance de démarrage du moteur en surveillant l'ampèremètre afin que pendant le démarrage le courant ne dépasse pas la valeur nominale de plus de 1,1 à 1,5 fois.

Avec l'accroissement de la vitesse du moteur la f.é.m. E_{ind} augmente et le courant I_{ind} diminue. Mais la force électromotrice de l'induit du moteur sera toujours inférieure à la tension du réseau U car si cette f.é.m. était égale à la tension du réseau, le courant dans l'induit et le couple moteur seraient nuls. L'induit du moteur tourne alors avec une vitesse pour laquelle le courant I_{ind} crée un couple moteur égal au couple résistant sur l'arbre du moteur.

En se servant de l'équation (15-8) on peut facilement obtenir l'équation de vitesse du moteur.

A cette fin remplaçons E_{ind} dans l'équation (15-8) par l'expression

$$E_{ind} = \frac{p}{a} n\Phi \frac{N}{60} = k_E \Phi N.$$

Et après transformation on obtient :

$$N = \frac{U - R_{ind} I_{ind}}{k_E \Phi}, \qquad (15\text{-}10)$$

c'est-à-dire que la vitesse du moteur est presque proportionnelle à la tension du réseau et inversement proportionnelle au flux magnétique de la machine Φ.

Cette équation montre aussi que nous disposons de deux moyens de réglage de la vitesse du moteur : 1) par changement du flux magnéltque, c'est-à-dire en agissant sur l'excitation ; 2) en faisant varier ai tension aux bornes de l'induit.

Pour changer le sens de rotation d'un moteur à courant continu il faut changer le sens du courant dans l'induit ou dans l'enroulement d'excitation. Si nous changeons le sens du courant dans l'induit et dans l'enroulement d'excitation le sens de rotation restera le même. Il est facile de s'en convaincre en appliquant la règle de la main gauche.

15-16. Moteur à excitation en dérivation (shunt)

Un moteur shunt est construit de la même façon qu'une dynamo shunt *. Cependant, le schéma de sa connexion diffère considérablement du schéma d'un générateur vu la présence d'un rhéostat de démarrage (fig. 15-39).

Au démarrage il est important que le flux du moteur Φ soit maximum pour que le moteur puisse développer le couple moteur nécessaire avec un courant d'induit minimum. Dès l'instant du démarrage l'enroulement d'excitation doit se trouver à la pleine tension du réseau. A cet effet, le rhéostat de démarrage est muni

* Il est souvent appelé moteur à excitation indépendante car le courant de son circuit d'excitation ne dépend pas du courant passant par l'induit.

d'une plaque métallique m (fig. 15-40) sur laquelle la manette du rhéostat glisse dès qu'elle quitte le plot « mort » 0 du rhéostat. Ainsi l'enroulement d'excitation du moteur se trouve à la pleine tension du réseau pendant le démarrage. Le rhéostat R_{sh} qui sert à régler l'excitation doit être court-circuité pendant le démarrage. Le premier plot du rhéostat de démarrage est connecté à la plaque m. Cela se fait pour que lors du passage de la manette du rhéostat de démarrage sur le plot 0, l'enroulement d'excitation reste fermé sur l'induit et le rhéostat de démarrage (fig. 15-39). Si on ne prend pas cette précaution, lors du débranchement du circuit d'excitation

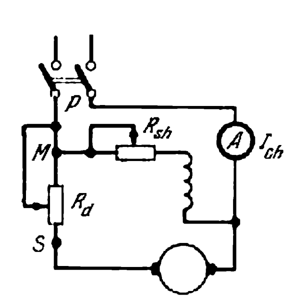


Fig. 15-39. Schéma de connexion d'un moteur shunt avec rhéostat de démarrage et rhéostat de champ

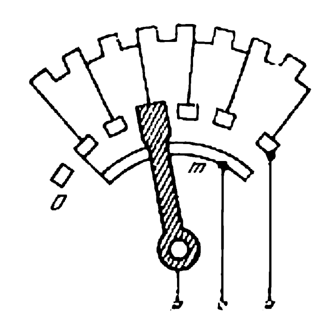


Fig. 15-40. Rhéostat de démarrage d'un moteur shunt

une grande force électromotrice d'auto-induction naîtra. Cette dernière créerait un arc aux contacts d'ouverture et présenterait un danger pour l'isolement de l'enroulement d'excitation.

L'équation de la vitesse et l'équation du couple du moteur shunt ont pratiquement la même forme sous laquelle elles ont été déduites pour les moteurs à courant continu en général:

$$N = \frac{U - R_{ind} I_{ind}}{k_E \Phi} \tag{15-11}$$

et

$$C = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} n \Phi I_{ind} = k_M \Phi I_{ind} \tag{15-12}$$

ou en utilisant la formule (15-12) on peut présenter l'équation de la vitesse sous la forme suivante:

$$N = \frac{U}{k_E \Phi} - C \frac{R_{ind}}{k_E k_M \Phi^2}. \tag{15-13}$$

Avec l'accroissement de la charge à l'arbre du moteur l'équilibre mécanique du couple moteur et du couple résistant n'est plus respec-

té, le moteur ralentit un peu mais par suite de cette diminution de la vitesse, E_{ind} diminue aussi, donc le courant $I_{ind} = \frac{U - E_{ind}}{R_{ind}}$ doit augmenter.

Le couple moteur de la machine augmente proportionnellement au courant et l'équilibre mécanique se rétablit pour une vitesse un peu plus faible. L'influence relativement faible de la réaction d'induit sur la vitesse de rotation est déterminée par les considérations suivantes : avec l'accroissement du courant le flux magnétique de l'induit augmente et le flux magnétique principal Φ diminue

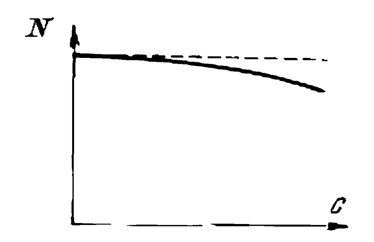


Fig. 15-41. Caractéristique mécanique d'un moteur shunt

Fig. 15-42. Caractéristiques de vitesse et magnétique d'un moteur shunt

dans une faible mesure dans les moteurs dotés des pôles auxiliaires et diminue un peu plus dans les moteurs ne possédant pas de pôles auxiliaires. La diminution du flux doit, selon l'équation de la vitesse, augmenter N et de cette façon s'opposer quelque peu à la diminution de la vitesse par suite de l'accroissement de la chute de tension $R_{ind}I_{ind}$.

Si l'on néglige la réaction d'induit, les équations de la vitesse (15-11) et (15-13) représentent la caractéristique mécanique comme une droite dont la pente est d'autant plus grande que R_{ind} est relativement plus importante (fig. 15-41).

La vitesse d'un moteur shunt lors du passage de la marche à vide à la marche à pleine charge diminue seulement de 3 à 5 % pour les moteurs sans pôles auxiliaires et de 5 à 10 % pour les moteurs avec pôles auxiliaires. Une telle caractéristique mécanique est dite rigide. Elle ressemble à la caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone mais, à la différence de cette dernière, elle n'a pas de branche de retour ni de partie instable.

La vitesse de ce moteur est réglée généralement par variation du courant d'excitation. On utilise à cet effet le rhéostat R_{sh} inséré dans le circuit d'excitation.

Les équations (15-11) et (15-13) montrent que l'accroissement du courant d'excitation, en agissant sur le flux Φ, provoque une diminution de la vitesse N et du courant d'induit I_{ind} (le couple

résistant sur l'arbre du moteur étant constant). On peut décrire le réglage de façon suivante.

Si l'on diminue la résistance du rhéostat R_{sh} le courant d'excitation I_{exc} augmente, ce qui provoque un accroissement du flux Φ. La force électromotrice de l'induit $E_{ind}=k_E\,\Phi N$ augmente proportionnellement à Φ ce qui provoque une diminution du courant d'induit $I_{ind}=\frac{U-E_{ind}}{R_{ind}}$. La diminution de I_{ind} diminue proportionnellement le couple moteur $C=k_M\Phi I_{ind}$ ce qui perturbe l'équilibre entre le couple moteur et le couple résistant. Il en résulte que la vitesse de rotation N diminue et la force électromotrice de l'induit diminue avec cette dernière jusqu'au rétablissement de l'équilibre entre les tensions et les couples. De cette façon, l'accroissement du flux provoque une diminution de la vitesse et l'accroissement du courant de l'induit (le couple résistant appliqué à l'arbre du moteur restant constant). La vitesse du moteur sera minimum (C étant constant) lorsque le rhéostat R_{sh} est complètement court-circuité.

Ce processus a lieu dans le sens inverse lorsque la résistance du rhéostat R_{sh} augmente. Dans ce cas, la diminution du flux provoque un accroissement du courant dans l'induit et de la vitesse du moteur. Lors de la marche à vide et pour une faible charge, lorsque le terme $R_{ind}I_{ind}$ dans l'équation de la vitesse

$$N=\frac{U-R_{ind}I_{ind}}{k_E\Phi}$$

est relativement très petit on peut considérer la vitesse comme inversement proportionnelle au flux ce qui est représenté par la caractéristique (fig. 15-42). Pour une faible charge et la marche à vide une forte diminution du courant d'excitation ainsi qu'une coupure accidentelle du circuit d'excitation peuvent provoquer un accroissement de la vitesse du moteur jusqu'à une valeur présentant un danger pour ce dernier. On dit alors que *le moteur s'emballe*. Si le moteur se trouve en charge la coupure du circuit d'excitation, en réduisant le couple moteur jusqu'à une très faible valeur, provoque l'arrêt du moteur et l'apparition d'un très fort courant par suite de la diminution de E_{ind}. Notons que l'emballement est possible parce que le couple résistant est petit et pour faire tourner le moteur le couple développé grâce au flux magnétique rémanent Φ_0 est suffisant. Si le moteur se trouve en charge la coupure du circuit d'excitation diminue tellement le couple moteur que l'équilibre des couples ne peut pas être rétabli, le moteur s'arrête et le courant d'induit augmente tellement (puisque $E_{ind}=0$) que l'enroulement de l'induit grillera si le moteur n'est pas arrêté par un dispositif de protection (disjoncteur ou coupe-circuit).

La forme de la branche descendante de la caractéristique de vitesse $N = F\ (I_{\text{exc}})$ est influencée par la saturation du fer du circuit magnétique du moteur (fig. 15-42) ce qui rend cette partie de la caractéristique moins incurvée.

Le réglage de la vitesse par variation de l'excitation est économique car le courant d'excitation I_{exc} ne fait que 3 à 5 % du courant nominal de l'induit et pour cette raison les pertes d'énergie dans le rhéostat n'ont pas une valeur notable.

Si l'on considère le courant de l'induit du moteur comme invariable, lors de la variation du flux de x fois, pendant le réglage $(\Phi' = \Phi x)$ la vitesse du moteur N changera de $\frac{1}{x}$ fois, donc la force électromotrice de l'induit

$$E_{\text{ind}} = k_E \Phi x N \frac{1}{x} = \text{const.}$$

La puissance mécanique du moteur reste donc aussi constante. En même temps le couple du moteur variera proportionnellement au flux, donc en raison inverse de la vitesse. De cette façon lors du réglage de la vitesse par variation de l'excitation la puissance mécanique du moteur ne change pas et le couple varie en raison inverse de la vitesse.

Le réglage de la vitesse du moteur par variation de la tension aux bornes de l'induit, la tension du réseau étant constante, n'est possible que par branchement d'un rhéostat de réglage en série avec l'induit, c'est-à-dire à la place du rhéostat de démarrage. Mais ce rhéostat doit être prévu pour un travail prolongé pour le plein courant de l'induit. Il doit donc avoir des dimensions considérables et il absorbera une grande part de l'énergie. Pour cette raison le réglage de la vitesse par variation de la tension est utilisé rarement. Mais lorsqu'il s'agit des machines de grande puissance avec une grande gamme de vitesses (de l'ordre de 5 à 1) on peut installer un générateur à courant continu spécial à excitation indépendante et fermer son circuit d'induit sur l'induit du moteur. Un tel système de réglage est appelé système Ward-Léonard (groupe générateur-moteur) (fig. 15-43). L'installation comporte un moteur asynchrone ou synchrone qui entraîne le générateur G et un petit générateur à excitation shunt alimentant les circuits d'excitation du générateur principal G et du moteur M.

En réglant l'excitation du générateur nous pouvons faire varier la vitesse N du moteur dans une grande mesure et avec minimum de pertes. Les installations Ward-Léonard sont utilisées pour commander les trains de laminoirs dans les usines métallurgiques.

Les caractéristiques du moteur dérivation montrent qu'il est très commode pour les systèmes de commande demandant une vitesse stable et la possibilité de régler progressivement cette vitesse.

Notons cependant qu'un moteur d'exécution normale est prévu pour le réglage de la vitesse dans une gamme relativement étroite qui est d'autant plus petite que le moteur est plus puissant. Ainsi,

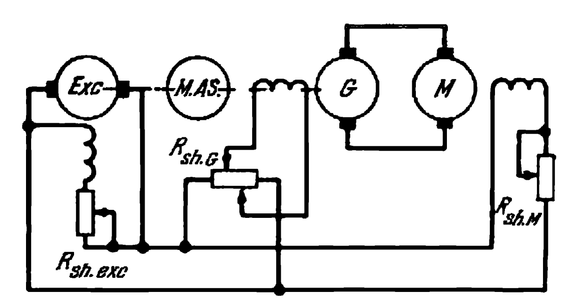


Fig. 15-43. Schéma générateur-moteur (GM) pour réglage de la vitesse du moteur dans de larges limites

un moteur de 5 kW admet un accroissement de vitesse de 50 % mais pour un moteur de 100 kW la vitesse ne doit pas être augmentée de plus de 20 %. Les moteurs à gamme de réglage plus large (de 1 à 5) sont fabriqués sur commande spéciale.

15-17. Moteur série

L'une des caractéristiques d'un moteur série est que son flux magnétique dépend de la charge. L'enroulement d'excitation de ce moteur est connecté en série avec l'induit (fig. 15-44) et ainsi le flux principal de la machine varie proportionnellement au courant de l'induit. Pour limiter le courant de démarrage le moteur est doté d'un rhéostat à deux bornes. Pour ce moteur nous devons transformer les équations générales des moteurs à courant continu de la façon suivante. Le flux magnétique du moteur est proportionnel à la f.m.m. de son enroulement d'excitation nI_{ind} et inversement proportionnel à la réluctance de la machine R_{m}, c'est-à-dire que $\Phi = \frac{nI_{\text{ind}}}{R_{\text{m}}}$.

En introduisant cette valeur de flux dans les équations générales du couple et de la vitesse, nous obtenons les équations pour le moteur série:

$$C = \frac{1}{2\pi}\frac{p}{a} m \frac{n}{R_{\text{m}}} I_{\text{ind}}^2 ; \tag{15-14}$$

$$N = \frac{U - (R_{\text{ind}} + R_{\text{exc}}) I_{\text{ind}}}{k_E \frac{nI_{\text{ind}}}{R_{\text{m}}}} \tag{15-15}$$

Il en résulte que pour un moteur dont le circuit magnétique n'est pas saturé le couple moteur augmente proportionnellement au carré du courant et la vitesse diminue presque en raison inverse du courant. La caractéristique mécanique du moteur est indiquée sur la fig. 15-45. Sur la même figure est représentée la courbe du courant absorbé par le moteur en fonction du couple développé sur son arbre. Lors de l'accroissement de la charge à l'arbre du moteur le courant augmente de façon relativement lente et la vitesse diminue en raison inverse de ce courant. Si l'on néglige la saturation magnétique et la réaction d'induit on peut admettre que lorsque le couple à l'arbre du moteur augmente de 2 fois, le courant absorbé augmente seulement jusqu'à 140 % de la valeur initiale et la vitesse de rotation tombe jusqu'à 70 %. Dans un moteur dérivation l'accroissement du couple jusqu'au double de sa valeur initiale réduit faiblement la vitesse mais le moteur absorbe alors un courant égal à 200 % de la valeur initiale.

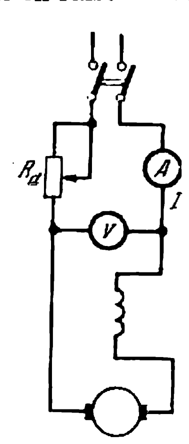


Fig. 15-44. Schéma de connexion d'un moteur série

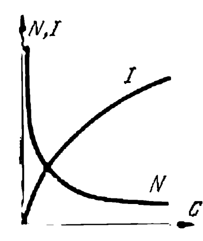


Fig. 15-45. Caractéristique mécanique d'un moteur série

Un moteur série peut donc supporter de grandes surcharges en augmentant de façon modérée le courant absorbé. C'est sa principale particularité. Lorsque la charge diminue à l'arbre du moteur, celui-ci diminue lentement la consommation en courant, mais augmente rapidement sa vitesse et pour des charges inférieures à environ 25 % de la charge nominale cette vitesse atteint des valeurs dangereuses pour la machine. On dit alors que le moteur s'emballe. Pour cette raison les moteurs série ne doivent pas être mis en marche à vide ou sous faible charge. La caractéristique mécanique d'un tel moteur est tombante car la variation du couple influe fortement sur la vitesse du moteur.

Une telle caractéristique et la capacité du moteur de supporter des surcharges sont très avantageuses pour la traction électrique. En Union Soviétique la traction électrique (tramway, métropolitain, chemins de fer) est réalisée surtout par des moteurs série à courant

continu. Pour les alimenter on installe des sous-stations où le courant alternatif est transformé en courant continu.

Ces moteurs conviennent bien pour les appareils de levage à condition de disposer d'une source de courant continu.

Le réglage de la vitesse d'un moteur série peut être réalisé soit en shuntant l'enroulement d'excitation (fig. 15-46), soit en faisant varier la tension aux bornes du moteur. Ce dernier mode de réglage peut se faire de façon économique lorsqu'on dispose de deux moteurs au moins (comme, par exemple, dans les motrices de tramway). En combinant les couplages en série et en parallèle des induits et des enroulements d'excitation de ces moteurs on peut assurer un large réglage avec des pertes relativement faibles dans les rhéostats.

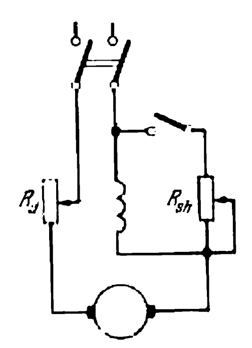
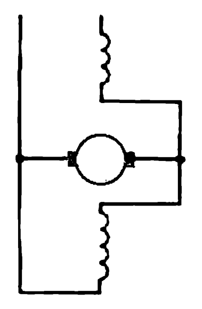


Fig. 15-46. Réglage de la vitesse d'un moteur série par shuntage de l'enroulement d'excitation

15-18. Moteurs à excitation composée (compound)

Pour certains genres de commande électrique il est désirable d'avoir un moteur possédant les caractéristiques utiles d'un moteur série et pouvant en même temps fonctionner à faibles charges ou à vide. On peut donc utiliser dans ces cas un moteur série muni d'un petit enroulement complémentaire en dérivation dont le flux magnétique Φ_{sh} doit être


Fig. 15-47. Schéma de connexion d'un moteur compound

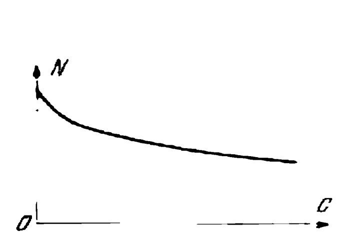


Fig. 15-48. Caractéristique mécanique d'un moteur compound à flux additif

ajouté au flux de l'enroulement série Φ_s (fig. 15-47). Nous obtenons ainsi un moteur à excitation composée à flux additif. Son équation de vitesse sera:

$$N = \frac{U - (R_{ind} + R_{exc})\, I_{ind}}{k_E\,(\Phi_s + \Phi_{sh})} . \qquad (15\text{-}16)$$

La présence du flux magnétique Φ_{sh} limitera l'accroissement de la vitesse du moteur à vide. Le moteur ne s'emballera pas et gardera tous les avantages du moteur série. Sa caractéristique mécanique sera un peu redressée par rapport au moteur série (fig. 15-48).

15-19. Groupe moteur-générateur pour transformation du courant alternatif en courant continu

Pour obtenir le courant continu nous pouvons transformer l'énergie du courant alternatif d'abord en énergie mécanique à l'aide d'un moteur à courant alternatif et ensuite, en utilisant un générateur à courant continu, transformer de nouveau l'énergie mécanique en énergie électrique sous forme de courant continu. Le groupe

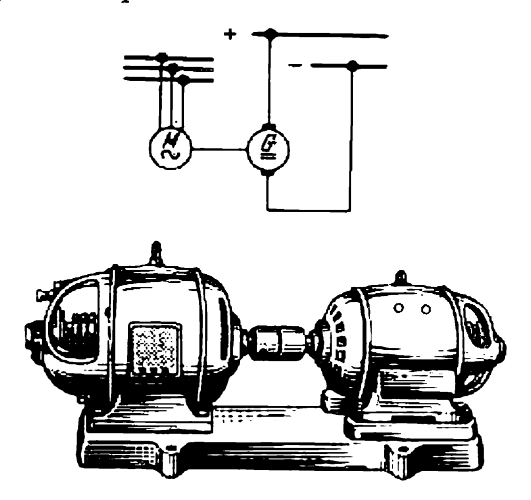


Fig. 15-49. Groupe moteur-générateur

moteur-générateur nécessaire à cette fin doit donc comprendre deux machines accouplées mécaniquement (fig. 15-49). Le grand avantage de ce système est l'indépendance électrique du réseau continu vis-à-vis du réseau alternatif ; pour différents buts pratiques, il est important de pouvoir régler dans une large mesure la tension du courant continu fournie par le groupe moteur-générateur. Un tel groupe forme une partie intégrante du montage générateur-moteur (fig. 15-43) utilisé souvent pour régler dans une large mesure la vitesse de la machine commandée.

Dans les groupes moteur-générateur de faible puissance on utilise généralement comme moteur une machine asynchrone qui supporte bien les à-coups de la charge qui varie fortement du côté

continu. Pour réduire les fluctuations de la charge de ce moteur le groupe est souvent doté d'un volant. Si le groupe moteur-générateur doit avoir une grande puissance il est rationnel d'utiliser un moteur synchrone qui a un rendement plus élevé et un bon facteur de puissance.

Le désavantage du groupe moteur-générateur consiste dans son faible rendement total η_{mg} car les pertes du groupe comprennent les pertes des deux machines: P_m et P_g.

Il est clair que le rendement du groupe η_{mg} est égal au produit du rendement du moteur η_m par le rendement du générateur η_g, c'est-à-dire que η_{mg} est égal à $\eta_m\eta_g$. Voilà pourquoi même lorsque le rendement de chaque machine est élevé le rendement du groupe est relativement faible: par exemple lorsqu'on a

$$\eta_m = \eta_g = 0{,}90; \qquad \eta_{mg} = 0{,}81\ (81\ \%).$$

15-20. Amplidyne

On appelle amplificateurs les dispositifs dans lesquels les variations d'un *signal* d'entrée relativement peu puissant provoquent des variations considérables d'un signal contrôlé de sortie de puissance relativement grande. Evidemment, l'amplificateur doit recevoir l'énergie depuis une certaine source dont la puissance est pratiquement contrôlée par la puissance du signal. On peut donc utiliser comme amplificateur un générateur à excitation indépendante. Une faible variation de la puissance appliquée à l'enroulement d'excitation provoque une variation beaucoup plus grande de la puissance fournie au réseau extérieur. Mais dans un tel dispositif l'amplification est relativement petite, de l'ordre de 30 à 40, et le phénomène de variation se déroule lentement par suite de la grande inductance de l'enroulement d'excitation. Le développement de l'électrification des processus industriels a demandé la création, à partir du générateur à excitation indépendante, des amplificateurs rotatifs plus perfectionnés.

L'amplidyne est un générateur à courant continu à excitation indépendante; le flux principal qui détermine la tension fournie à la charge y est créé par le champ d'induit. Un tel mode d'excitation du champ principal est utilisé dans de nombreux générateurs à courant continu spéciaux (générateur de soudage, générateur d'éclairage des trains ferroviaires, etc.) appelées machines à *excitation transversale*.

La fig. 15-50 donne le schéma de principe de l'amplidyne. Son circuit magnétique, à la différence du générateur à courant continu normale, est à pôles non saillants (fig. 15-51) avec encoches de différentes dimensions pour plusieurs enroulements d'excitation:

enroulements de commande et enroulement de compensation. L'amplidyne fonctionne en dynamo à vitesse de rotation constante et elle est généralement entraînée par un moteur électrique. L'un des enroulements d'excitation n_{a1} est connecté à une faible source de courant continu E_{aux} et la tension U_{ent} à ses bornes crée un courant d'excitation I_{ent} relativement faible. Ce courant excite un flux magnétique relativement faible Φ_{long}, flux longitudinal de l'amplidyne qui traverse l'enroulement de l'induit. Ce flux engendre dans l'enroulement de l'induit une faible force électromotrice $E_{ind\ 1}$.

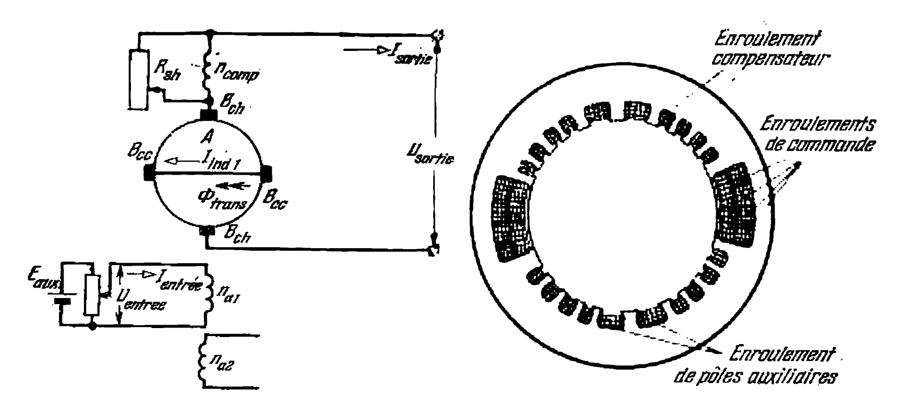


Fig. 15-50. Schéma de principe de l'amplidyne

Fig. 15-51. Circuit magnétique d'une amplidyne

Les balais B_{cc} montés sur le collecteur suivant l'axe transversal de la machine sont court-circuités et pour cette raison la faible force électromotrice $E_{ind\ 1}$ crée un fort courant $I_{ind\ 1}$ dans l'enroulement de l'induit.

Sur le collecteur est placée suivant l'axe vertical de la machine une deuxième paire de balais B_{ch}, mais la force électromotrice $E_{ind\ 1}$ ne crée aucune tension entre ces balais (fig. 15-52).

En passant par l'enroulement de l'induit le courant $I_{ind\ 1}$ crée un flux relativement grand Φ_{tr}; la force magnétomotrice de ce courant $n_{tr}I_{ind\ 1}$ est grande et comme la carcasse est à pôles non saillants, la réluctance du chemin parcouru par le flux Φ_{tr} est fortement réduite en comparaison d'une machine à courant continu à pôles saillants.

Le flux Φ_{tr} (flux transversal) engendre dans l'enroulement de l'induit une autre force électromotrice $E_{ind\ 2}$ relativement grande. Cette dernière crée une tension U_s entre les balais B_{ch} installés suivant l'axe longitudinal par suite de quoi un certain courant I_s apparaît dans le circuit de charge, circuit contrôlé de l'amplidyne.

La puissance contrôlée de sortie de l'amplidyne $P_s = U_s I_s$ sera de beaucoup supérieure à la puissance d'entrée $P_{ent} = U_{ent} I_{ent}$.

Dans l'enroulement d'induit est ainsi créé un certain courant résultant ; en se servant du principe de superposition, nous trouvons les composants de ce courant : $I_{ind\ 1}$ et I_s.

Il est indispensable que la force magnétomotrice du courant I_s ne change pas le flux longitudinal Φ_{long} ; pour cela on place dans

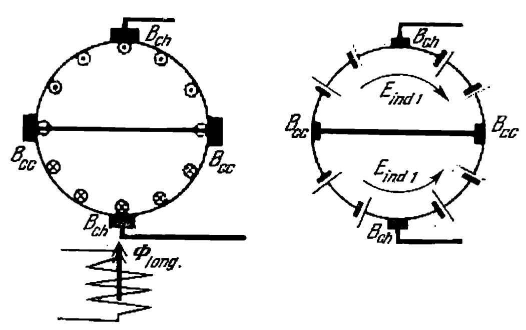


Fig. 15-52. Position des balais vis-à-vis des champs magnétiques de l'amplidyne

les encoches de la carcasse (fig. 15-51) en plus de l'enroulement des pôles auxiliaires un enroulement de compensation n_{comp} branché en série dans le circuit du courant (voir fig. 15-8). Cet enroulement doit compenser la force magnétomotrice due au courant I_s.

On peut utiliser l'enroulement n_{a1} pour contrôler la puissance de sortie P_s mais il est plus commode d'avoir un enroulement de contrôle spécial (un ou souvent plusieurs enroulements), un enroulement de signalisation n_{a2}. Le courant de cet enroulement en augmentant ou en réduisant Φ_{long} provoquera des variations correspondantes de P_s. Pour assurer la proportionnalité de la régulation on utilise dans les amplidynes des inductions de beaucoup inférieures et un fer de meilleure qualité que dans les machines à courant continu ordinaires.

La puissance d'entrée P_{ent} de l'amplidyne est égale à la somme des puissances injectées dans tous les enroulements de contrôle et la puissance contrôlée de sortie obtenue grâce à la puissance mécanique du moteur primaire $P_s = U_s I_s$. Le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée est appelé *coefficient d'amplification*

$$k_a = \frac{P_s}{P_{ent}}. \tag{15-17}$$

On peut considérer une amplidyne comme une réunion de deux générateurs à excitation indépendante. La première utilise comme enroulement d'excitation l'enroulement de contrôle n_{a1} et son

enroulement de l'induit est court-circuité par les balais transversaux. Cet enroulement sert d'enroulement d'excitation de la deuxième générateur qui alimente la charge extérieure. De cette façon l'amplidyne comporte deux étages d'amplification et elle remplace deux générateurs. Le coefficient d'amplification k_a peut donc être exprimé par les coefficients d'amplification de deux étages de la machine. Dans le premier étage on a: $k_{a1}=\frac{P_{tr}}{P_{ent}}$, P_{tr} est la puissance du premier étage; dans le second étage on a: $k_{a2}=\frac{P_s}{P_{tr}}$. En introduisant les valeurs de P_{ent} et P_s dans la formule (15-15) on obtient $k_a=k_{a1}k_{a2}$. Il en résulte que si l'on admet que les coefficients d'amplification de deux étages sont égaux au coefficient d'amplification d'une générateur ordinaire on a $k_a=900$ à 1 200. En réalité, grâce à la construction spéciale de l'amplidyne le coefficient d'amplification k_a est beaucoup plus grand et atteint une valeur comprise entre 5 000 et 10 000, ce qui permet, en utilisant un signal d'entrée dont la puissance est de quelques fractions de watt, de contrôler une puissance de plusieurs dizaines de kW.

On peut déterminer le coefficient d'amplification d'une amplidyne en fonction des paramètres de la machine de la façon suivante.

La puissance d'entrée totale des enroulements de contrôle peut être exprimée par leur courant total I_{ent} et la résistance équivalente R_{ent}:

$$P_{ent}=R_{ent}I_{ent}^2. \tag{15-18}$$

La puissance du circuit de sortie et la puissance due aux pertes provoquées par le courant de sortie dans l'induit et dans l'enroulement de compensation forment la puissance du circuit longitudinal de l'amplidyne que l'on peut exprimer en fonction de la force électromotrice $E_{ind\,2}$ induite par le flux transversal de la machine Φ_{tr} et de la résistance totale R de tout le circuit longitudinal comprenant également la résistance de la charge; en partant de la formule (15-18) on trouve cette puissance:

$$P_{long}=\frac{E_{ind\,2}^2}{R}. \tag{15-18'}$$

A son tour, la force électromotrice $E_{ind\,2}$, vu la formule (15-1), peut être exprimée en fonction du flux et de la vitesse:

$$E_{ind\,2}=k_{E2}\Phi_{tr}N. \tag{15-19}$$

Le flux (loi d'Ohm appliquée à un circuit magnétique) peut être exprimé ainsi:

$$\Phi_{tr}=\frac{n_{tr}I_{ind\,1}}{R_{m.\,tr}} \tag{15-20}$$

où $R_{m.\ tr}$ est la réluctance du trajet du flux magnétique transversal. En introduisant (15-20) dans la formule (15-19) on obtient:

$$E_{ind\ 2} = k_{E2} N \frac{n_{tr}}{R_{m.\ tr}} I_{ind\ 1}.$$

Le courant dans le circuit court-circuité de l'amplidyne peut être exprimé en fonction de la force électromotrice induite par le flux longitudinal et de la résistance de ce circuit R_1, c'est-à-dire $I_{ind\ 1} = \frac{E_{ind\ 1}}{R_1}$. En remplaçant la force électromotrice par son expression tirée de (15-1) on obtient:

$$I_{ind\ 1} = \frac{k_{E1} \Phi_{long} N}{R_1}.$$

Le flux longitudinal peut être exprimé en fonction de la force magnétomotrice résultante $n_{ent} I_{ent}$ de tous les enroulements de contrôle et de la réluctance du trajet parcouru par ce flux

$$\Phi_{long} = \frac{n_{ent} I_{ent}}{R_{m.\ long}}.$$

De cette façon la force électromotrice du circuit de sortie longitudinal sera:

$$E_{ind\ 2} = k_{E_1} k_{E_2} N^2 \frac{n_{tr} n_{ent}}{R_{m.\ tr} R_{m.\ long} R_1} I_{ent}.$$

En remplaçant les grandeurs constantes par un coefficient commun k on obtient:

$$E_{ind\ 2} = k \frac{N^2 I_{ent}}{R_1 R_{m.\ tr} R_{m.\ long}}.$$

Pour l'analyse approximative des relations existantes on peut négliger les pertes internes dans le circuit longitudinal de l'amplidyne et admettre $P_{long} = P_s$ et par suite, en nous servant des formules (15-18) et (15-17), après la substitution de la valeur $E_{ind\ 2}$ on obtient:

$$k_a = k \frac{N^4}{R_{ent} (R_1 R_{m.\ tr} R_{m.\ long})^2}. \qquad (15\text{-}21)$$

L'expression (15-21) montre que lors de la construction d'une amplidyne il faut, pour augmenter l'amplification, réduire les résistances et les réluctances de la machine. Etant donné que l'amplification est proportionnelle à la quatrième puissance de la vitesse, il est désirable que la vitesse nominale de l'amplidyne soit aussi grande que possible et cette vitesse doit rester constante pendant le travail. La vitesse nominale des amplidynes modernes est de l'ordre de 3 000 tr/mn; un accroissement de la vitesse au-delà de ce chiffre est difficile parce que la commutation devient plus mauvaise.

La *caractéristique externe* d'une amplidyne ressemble à celle d'un générateur ordinaire à excitation indépendante (fig. 15-27) mais on peut régler sa pente en agissant sur l'enroulement de compensation. Cet enroulement est généralement calculé de façon que sa force magnétomotrice soit un peu supérieure à la force démagnétisante due à la réaction d'induit de l'amplidyne, c'est-à-dire qu'il peut surcompenser largement la réaction d'induit : cela est nécessaire pour certains régimes de fonctionnement spéciaux des amplidynes.

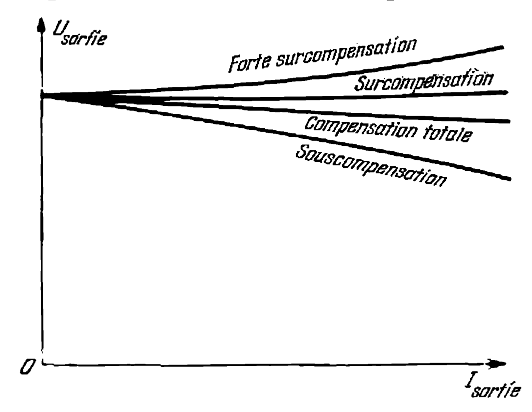


Fig. 15-53. Caractéristiques externes de l'amplidyne pour différents degrés de compensation

Mais généralement, afin de réduire la force magnétomotrice, l'enroulement de compensation est shunté par un rhéostat (fig. 15-50). Cela permet de régler la pente de la caractéristique externe : lorsque la compensation n'est pas complète la chute de tension avec l'accroissement de la charge sera due non seulement à la chute de tension dans l'induit mais aussi à la réaction d'induit (fig. 15-53). Pour une compensation totale de la réaction d'induit la baisse de la tension de l'amplidyne avec l'accroissement de la charge sera due seulement à la chute de tension dans l'induit. Pour une faible surcompensation on peut obtenir que l'accroissement du flux avec l'augmentation de la charge compense exactement l'accroissement de la chute de tension dans l'induit de l'amplificateur, alors la tension de la machine ne changera pas lors de variations de la charge. Mais lorsque la surcompensation est trop forte une *auto-excitation* indésirable est possible avec accroissement spontané de la tension et du courant de charge, le courant de contrôle étant le même (ou le circuit de contrôle étant ouvert). Une telle auto-excitation (analogue à l'auto-excitation d'un générateur) continue jusqu'au moment où l'influence de la saturation du circuit magnétique de l'amplidyne ne se fait sentir. L'auto-excitation peut provoquer une forte surcharge

de l'amplidyne et violer le fonctionnement de l'installation dont l'amplidyne fait partie.

L'amplidyne fonctionne normalement lorsque le régime du circuit de charge varie, c'est-à-dire lors de phénomènes transitoires. Il est très important que l'inertie électromagnétique de l'amplidyne soit aussi petite que possible, donc que la constante du temps commune

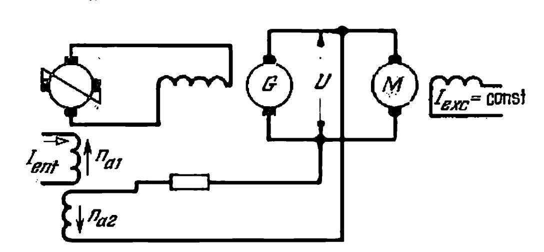


Fig. 15-54. Schéma de principe d'utilisation d'une amplidyne dans un groupe générateur-moteur pour maintenir la tension constante

des circuits de l'amplidyne $\tau = \frac{L}{R}$ soit petite. L et R sont respectivement l'inductance et la résistance internes équivalentes des circuits de l'amplidyne. Par l'accroissement relatif de R dans les amplidynes modernes on arrive à réduire τ jusqu'à 0,05 s environ.

La fig. 15-54 donne un schéma simple d'utilisation d'une amplidyne à deux enroulements de contrôle dans un groupe générateur-moteur pour maintenir constante la tension U aux bornes du moteur principal M. La tension agit sur l'enroulement « de contrôle » de l'excitation n_{a2} de l'amplidyne dont la force magnétomotrice est en opposition avec la force magnétomotrice de l'enroulement d'excitation « pilote » n_{a1} qui engendre le flux longitudinal initial Φ_{long} de la machine. De cette façon ce flux est créé par la différence des forces magnétomotrices des enroulements n_{a1} et n_{a2}. La diminution de U réduit la force démagnétisante de l'enroulement n_{a2}, donc le flux Φ_{long} augmente et la tension de sortie de l'amplidyne croît. Cette dernière à son tour fait croître le courant de sortie I_s qui est le courant d'excitation du générateur principal G du groupe, et donc la tension U aux bornes du moteur croît.

D'autre part lorsque U augmente, un phénomène inverse a lieu. Le flux Φ_{long} diminue par suite de l'accroissement du courant démagnétisant dans l'enroulement n_{a2} et U diminue également. Nous avons donc le réglage automatique de la tension du générateur G par l'amplidyne. Il serait désavantageux d'alimenter un moteur puissant M par l'intermédiaire d'une amplidyne de puissance plus grande car le rendement de l'amplidyne est de 20 à 30 % inférieur à celui d'un générateur à courant continu normal.

Le schéma examiné sur la fig. 15-54 est aussi un exemple d'utilisation du *principe de réaction*, principe de l'amélioration du réglage par utilisation de l'action en retour de la grandeur de sortie sur l'entrée du dispositif amplificateur ou régulateur. Dans le cas considéré la grandeur de sortie de l'installation, la tension U, agit sur

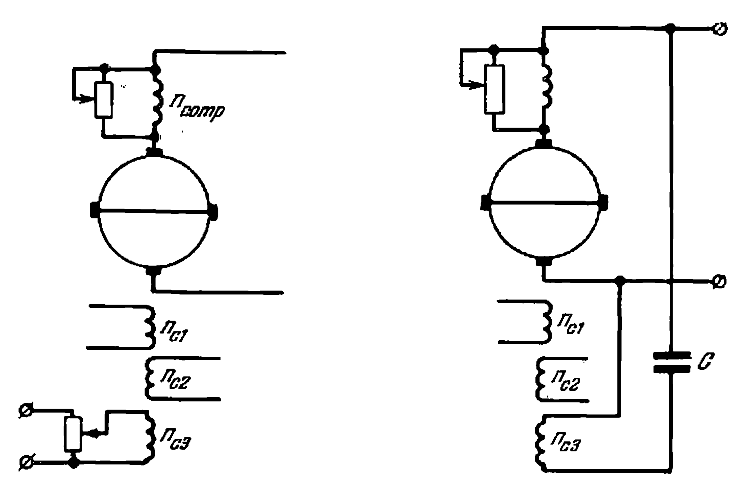


Fig. 15-55. Utilisation de l'enroulement de contrôle pour élimination du magnétisme rémanent

Fig. 15-56. Utilisation de l'enroulement de contrôle pour amortir les oscillations

l'entrée de l'amplidyne, sur le flux Φ_{long}. Les variations de U provoquent des changements de signe inverse du flux Φ_{long}. C'est la *réaction négative*. Une telle réaction s'oppose à la variation du régime de fonctionnement du dispositif et est utilisée pour stabiliser le régime.

Les particularités de fonctionnement de l'amplidyne dans les installations complexes obligent souvent le constructeur à augmenter le nombre des enroulements de contrôle de la machine. Par suite d'une grande amplification le magnétisme rémanent du noyau de l'amplidyne peut jouer un grand rôle dans la perturbation du régime de fonctionnement de la machine. Ce magnétisme peut créer à la sortie de la machine une tension égale à 20 ou 30 % de la valeur nominale. Dans de nombreux cas, cela est tout à fait inadmissible et pour éliminer le magnétisme rémanent l'amplidyne est dotée d'un enroulement de contrôle complémentaire n_{c3} par lequel on laisse passer un faible courant alternatif (fig. 15-55).

Enfin, dans l'amplidyne en régimes transitoires peuvent naître des oscillations autour de la nouvelle position d'équilibre. Pour éliminer ces oscillations on peut également utiliser un enroulement

de contrôle complémentaire branché, par exemple, sous la tension de sortie continue de l'amplidyne par l'intermédiaire d'un condensateur C (fig. 15-56) * ; le courant de charge ou de décharge du condensateur apparaît seulement lors des variations de la tension continue à la sortie de l'amplidyne, et lorsque les connexions sont correctes la force magnétomotrice de l'enroulement de contrôle s'opposera aux variations de la tension et amortira les oscillations.

A l'heure actuelle le domaine d'utilisation des amplidynes est très vaste. On les trouve dans les installations de commande des laminoirs réversibles, des laminoirs à froid, des machines d'extraction, des machines-outils à couper les métaux, des machines à fabriquer le papier, etc. Cependant, l'amplidyne possède certains défauts importants: mauvaise commutation qui fait parfois perturber le régime de marche de l'installation et faible rendement. La régulation des installations comportant une amplidyne est souvent difficile. Pour cette raison il existe dans l'industrie une tendance à remplacer l'amplificateur rotatif par des appareils statiques, amplificateurs magnétiques ou bien amplificateurs à semi-conducteurs.

15-21. Moteurs à courant alternatif à collecteur

Les moteurs asynchrones n'admettent pas un réglage progressif de la vitesse et à ce point de vue les moteurs à courant continu leur sont supérieurs. Cependant, un tel réglage de la vitesse est nécessaire pour la traction électrique et pour certains genres de commande électrique. L'emploi d'un collecteur dans les machines à courant alternatif permet d'obtenir des moteurs à vitesse réglable, dotés d'une caractéristique mécanique rigide ou tombante et d'un facteur de puissance pouvant atteindre l'unité. Par contre les moteurs à courant alternatif à collecteur sont plus compliqués, plus chers, moins sûrs en service et leur entretien est plus difficile. La difficulté principale réside dans l'obtention d'une commutation satisfaisante en courant alternatif surtout au démarrage.

On peut se demander si les moteurs à courant continu peuvent fonctionner en courant alternatif. Nous savons que lors du changement simultané du courant dans l'induit et dans l'enroulement d'excitation d'un moteur à courant continu, le sens de rotation ne change pas. Si ces changements ont lieu périodiquement (comme en courant alternatif), un certain couple moteur moyen de sens constant naîtra. De cette façon, un moteur à courant continu alimenté en courant alternatif, en principe, développera un certain couple moteur et il est donc possible de construire un moteur à courant alternatif à collecteur.

* On utilise également à cette fin des transformateurs stabilisateurs.

Cependant, le couple moteur développé par un moteur à courant continu normal branché sous une tension alternative sera faible, le fer du moteur chauffera fortement, le cos φ sera très petit et enfin au collecteur sous les balais apparaîtront de fortes étincelles.

Un fonctionnement du moteur aussi mauvais est dû à ce qu'il n'est pas prévu pour un champ magnétique alternatif. Aussi pour pouvoir l'utiliser convenablement en courant alternatif il faut adapter son circuit magnétique au flux magnétique alternatif, réduire au minimum la réactance inductive des enroulements et enfin améliorer la commutation.

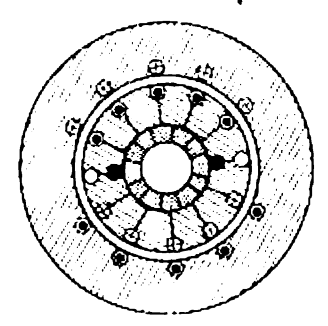


Fig. 15-57. Principe d'un enroulement de compensation d'un moteur à courant alternatif à collecteur

On peut considérer que dans les moteurs à courant alternatif à collecteur modernes, les deux premiers problèmes ont été résolus de façon satisfaisante, bien que la machine devienne plus compliquée et plus chère; en ce qui concerne une bonne commutation, tout ce qui a été fait jusqu'à présent ne satisfait pas les ingénieurs-électriciens qui continuent à chercher une meilleure solution.

Le premier problème (l'adaptation du circuit magnétique au flux magnétique alternatif) est résolu, comme dans toutes les machines et appareils alternatifs, en remplaçant la carcasse massive du moteur à courant continu par une carcasse en tôles d'acier dynamo isolées les unes des autres.

Le deuxième problème, la diminution de la réactance inductive du moteur, se ramène à ceci.

Le moteur comporte deux flux magnétiques: le flux d'excitation et le flux de réaction d'induit qui déterminent les inductances correspondantes de deux circuits de la machine.

Dans les moteurs à courant continu le flux de réaction d'induit n'est, dans la plupart des cas, éliminé par le champ des pôles auxiliaires que dans la zone de la commutation. Dans les moteurs à courant alternatif à collecteur cela est insuffisant, car ici il est désirable de détruire presque entièrement le flux dû à l'induit pour qu'il ne crée pas une grande force électromotrice réactive d'auto-induction qui diminue le cos φ du moteur. A cette fin la carcasse du moteur est dotée d'un enroulement de compensation (fig. 15-57). Cet enroulement est disposé uniformément suivant la surface intérieure du stator et est connecté en série avec le rotor (l'induit) de la machine de façon que les courants dans les conducteurs du stator et du rotor qui sont en vis-à-vis soient de sens contraire. Pour améliorer la compensation on n'utilise presque pas dans les moteurs

à courant alternatif à collecteur des pôles saillants et on construit le stator sous forme d'un anneau en acier analogue aux stators des machines asynchrones et synchrones. Puisque nous examinons ici seulement le problème de la compensation du champ de l'induit, nous avons représenté sur le stator (fig. 15-57) seulement l'enroulement de compensation sans les enroulements d'excitation et ceux de pôles auxiliaires.

Le flux magnétique du circuit d'excitation du moteur est nécessaire pour créer le couple moteur et ne peut pas être compensé. Dans un moteur série l'inductance du circuit d'excitation qui correspond à ce flux réduit un peu le cos φ. Dans un moteur shunt la grande inductance de l'enroulement d'excitation provoque un déphasage de presque 90° entre le flux d'excitation et la tension; en même temps le courant d'induit de ce moteur sera presque en phase avec la tension. Il en résulte que le couple moteur moyen, créé par l'interaction du flux d'excitation et du courant d'induit déphasé de presque 90° par rapport à ce flux, sera très petit. Pour cette raison les moteurs shunt monophasés à collecteur ne sont presque pas employés.

Le troisième problème qui consiste à obtenir une commutation satisfaisante dans un moteur à courant alternatif à collecteur a les particularités suivantes. Dans une section commutée d'un moteur à courant continu deux forces électromotrices sont induites (§ 15-8): e_r réactive qui est une force électromotrice d'auto-induction et d'induction mutuelle de la section commutée et la force électromotrice de commutation e_c induite par le mouvement des conducteurs de la section dans le champ magnétique de pôles auxiliaires. La seconde force électromotrice proportionnelle au courant d'induit compense la force électromotrice réactive et l'on obtient une commutation parfaite pour laquelle $e_r + e_c = 0$ ou même on crée une commutation avancée pour laquelle $e_c > e_r$. Afin d'améliorer la commutation des moteurs à collecteur on les dote de pôles auxiliaires comme les machines à courant continu.

Mais dans la section commutée d'un moteur à courant alternatif une troisième F.E.M. statique dite de transformation e_{tr} est induite. Cette dernière est due aux variations périodiques du flux magnétique principal de la machine qui traverse les spires commutées. Par rapport au flux alternatif la section commutée court-circuitée par le balai est, pour ainsi dire, un enroulement secondaire fermé d'un transformateur (fig. 15-58). Cette force électromotrice e_{tr} peut être exprimée comme la force électromotrice d'un transformateur par la formule suivante:

$$e_{tr} = -n_{cc} \frac{d\Phi}{dt},$$

où n_{cc} est le nombre de spires de l'enroulement rotorique.

La valeur efficace de cette force électromotrice sera :

$$E_{tr} = 4{,}44 f n_{cc} \Phi_M.$$

La force électromotrice e_{tr} est déphasée en arrière d'un quart de période par rapport au flux qui l'induit, donc par rapport au courant d'excitation. Elle ne dépend pas de la vitesse de rotation du rotor et garde sa valeur même lorsque ce dernier est immobile.

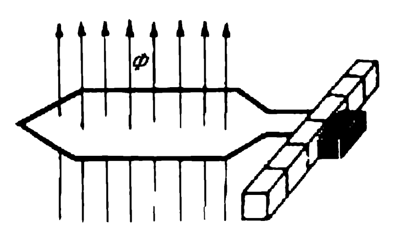


Fig. 15-58. La section commutée est traversée par le flux magnétique alternatif de la machine

Les conditions idéales de commutation dans un moteur à courant alternatif sont les mêmes que pour un moteur à courant continu, c'est-à-dire que la somme algébrique des forces électromotrices dans la section commutée doit être nulle. Pour assurer cette condition le constructeur ne dispose que de la force électromotrice de commutation e_c induite par le champ des pôles auxiliaires, mais e_c est proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor et est nulle au démarrage. Il en résulte qu'à l'aide du flux des pôles auxiliaires on peut réaliser les conditions de commutation parfaite seulement pour une vitesse de rotation bien déterminée. C'est probablement le point le plus faible des moteurs à courant alternatif à collecteur. Si l'existence d'une force électromotrice de transformation e_{tr} non compensée dans les spires commutées est inévitable il faut seulement prendre des mesures pour réduire autant que possible e_{tr} et pour limiter le courant de court-circuit créé par la force électromotrice dans la section commutée.

Pour réduire la force électromotrice e_{tr} le constructeur diminue le nombre de spires dans chaque section de l'enroulement rotorique ; évidemment, pour conserver le nombre total de spires de l'enroulement rotorique il augmente en proportion le nombre de sections, donc le nombre de lames du collecteur. De cette façon le signe caractéristique d'un moteur à courant alternatif à collecteur est un collecteur de dimensions relativement grandes. Ensuite, le constructeur peut réduire le flux Φ_M de chaque pôle du moteur en augmentant le nombre de pôles.

Enfin, la diminution de la fréquence du courant alternatif est un moyen radical pour réduire la force électromotrice e_{tr}. Si la fréquence diminue, en même temps diminue la réactance inductive du moteur. Ce moyen, évidemment, n'est utilisable que dans des réseaux spéciaux. Pratiquement, la fréquence réduite ($16^2/_3 = {}^{50}/_3$ Hz) est utilisée pour la traction électrique en courant alternatif.

Pour réduire le courant de court-circuit qui naît dans la section commutée on peut introduire dans cette section une résistance, le courant de service du rotor devant passer par cette résistance seulement lors de la commutation. Cela est nécessaire pour éviter de grandes pertes par effet Joule. On peut obtenir le résultat indiqué en utilisant des balais en charbon à plus grande résistance. Si cela est insuffisant, on peut insérer des résistances dans les conducteurs qui réunissent l'enroulement de l'induit aux lames du collecteur (fig. 15-59). L'utilisation combinée de tous les moyens énumérés permet au constructeur de fabriquer des moteurs à courant alternatif à collecteur satisfaisants. Mais ils sont plus chers que les moteurs asynchrones et que les moteurs à courant continu. Les moteurs à courant alternatif à collecteur ont des dimensions plus grandes que les moteurs cités, un rendement inférieur, le collecteur s'use plus rapidement et leur entretien est plus difficile.

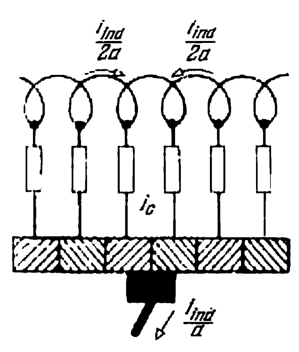


Fig. 15-59. Branchement de résistances pour réduire le courant de court-circuit dans les sections commutées

Les moteurs à courant alternatif à collecteur peuvent être construits en triphasé. Dans ces moteurs le stator est analogue à celui des machines asynchrones ; trois courants d'excitation passant par l'enroulement créent un champ résultant tournant. Le rotor est analogue, dans l'ensemble, à l'induit d'une machine à courant continu. La commutation dans les moteurs triphasés à collecteur est aussi défavorable que dans les moteurs monophasés.

Le moteur shunt triphasé à collecteur alimenté côté rotor présente un intérêt pratique certain. Sa vitesse peut être réglée progressivement dans de larges limites par déplacement des balais montés sur une couronne mobile, mais ce moteur est compliqué et cher. Son emploi n'est justifié qu'au cas où un seul système de commande a besoin d'un moteur à vitesse progressivement réglable et pour cette raison, vu la faible puissance demandée, il n'est pas rationnel de monter une installation pour obtenir le courant continu.

Pour les raisons indiquées plus haut le domaine d'emploi des moteurs à courant alternatif à collecteur est très limité.

En U.R.S.S. on fabrique en série seulement des moteurs série monophasés à collecteur de faible puissance (ne dépassant pas 150 watts). Ils n'ont pas d'enroulement de compensation ni de pôles auxiliaires. Ils sont connus sous le nom de *moteurs universels*, car ils conviennent pour les courants continu et alternatif. Ils sont utilisés pour entraîner des machines à coudre, des aspirateurs, des ventilateurs, etc.

Chapitre XVI

MACHINES SYNCHRONES

16-1. Définitions principales

Une machine synchrone est une machine dont la vitesse de rotation N est une fonction de la fréquence f du réseau à courant alternatif sur lequel elle est branchée:

$$N = \frac{60f}{p}, \qquad (16\text{-}1)$$

où p est le nombre de paires de pôles de la machine.

Les générateurs de courant alternatif (alternateurs) de fréquence industrielle (50 Hz) sont des machines synchrones. On construit également des moteurs synchrones devant fonctionner à vitesse constante. Enfin ces machines sont installées aussi comme *compensateurs synchrones*; des moteurs synchrones marchant à vide fournissent au réseau un courant réactif réglable permettant, surtout dans les installations industrielles, d'assurer un cos φ élevé. Elles peuvent donc remplacer de grandes batteries de condensateurs statiques.

Une machine synchrone comprend une partie fixe, un *stator* dans les encoches duquel est placé un enroulement triphasé, et un *rotor* avec électro-aimants alimentés en courant continu par l'intermédiaire de bagues et de balais (fig. 16-1). Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone. Le rotor est *à pôles saillants* (fig. 16-2) ou *à pôles non saillants* (rotor cylindrique, fig. 16-1 et 16-3). Le courant continu, servant à alimenter les électro-aimants, est fourni par une source indépendante ou, dans la plupart des cas, par une *excitatrice*, petit générateur placé sur l'arbre de la machine synchrone; enfin, ces derniers temps on alimente le circuit d'excitation des moteurs synchrones par le réseau alternatif, par l'intermédiaire de redresseurs au sélénium ou de redresseurs mécaniques (§ 17-18). Les petites génératrices sont à auto-excitation assurée à l'aide de ces redresseurs.

Pour les machines synchrones dont la puissance ne dépasse pas 100 kVA on utilise, d'ailleurs assez rarement, une disposition inverse (fig. 16-4) : les électro-aimants sont fixés et se trouvent sur le stator, et l'enroulement à courant alternatif est placé dans les encoches

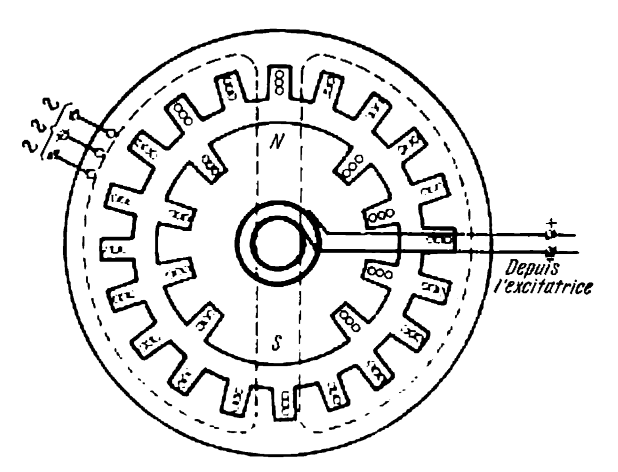


Fig. 16-1. Machine synchrone à électro-aimants tournants

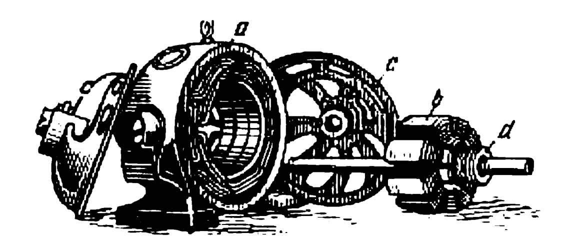


Fig. 16-2. Machine synchrone de faible puissance à rotor à pôles saillants
a — stator; b — rotor; c — boucliers; d — bagues pour l'alimentation des électro-aimants en courant continu

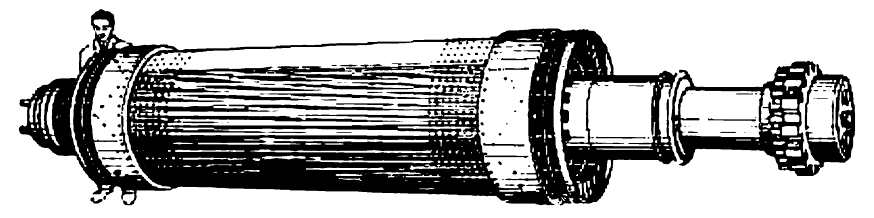


Fig. 16-3. Rotor à pôles non saillants d'un puissant turbo-alternateur

du rotor construit en tôles d'acier magnétique; dans ce cas l'enroulement à courant alternatif est connecté au circuit extérieur par des bagues de frottement et des balais.

Le principal avantage des machines à électro-aimants tournants est la possibilité d'isoler de façon plus sûre l'enroulement fixe à courant alternatif et la simplicité relative de sa connexion avec

le réseau alternatif. Ceci est très important étant donné la haute tension (atteignant 33 kV) et les grandes puissances (jusqu'à 200 000 kVA) pour lesquelles on construit les machines synchrones modernes.

En fonction du type de moteur primaire travaillant avec alternateur, on distingue les turbo-alternateurs, les alternateurs hydrauliques et les alternateurs-diesels.

Les *turbo-alternateurs* (fig. 16-5) sont des machines tournant à grande vitesse à pôles non saillants et à l'arbre horizontal utilisant comme moteur primaire une turbine à vapeur. Les *alternateurs hydrauliques* (fig. 16-6) sont généralement des machines tournant à faible vitesse à pôles saillants et à l'arbre vertical utilisant comme moteur primaire une turbine hydraulique. L'*alternateur-diesel* est entraîné par un moteur à combustion interne.

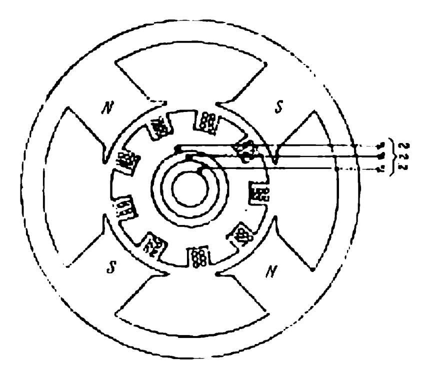


Fig. 16-4. Machine synchrone à électro-aimants fixes

Le choix d'un rotor à pôles saillants ou à pôles non saillants dépend de la vitesse de la machine. On cherche à construire des turbo-alternateurs à vitesse de rotation maximum de 3 000 tr/mn, car plus la vitesse augmente, plus le prix du turbo-alternateur diminue et plus son rendement augmente.

Les moteurs synchrones ont plusieurs avantages par rapport aux moteurs asynchrones lorsqu'il s'agit de faibles vitesses et des puissances importantes. Ils sont fabriqués pour des puissances comprises entre 40 et 7 500 kW et des vitesses comprises entre 1 000 et 125 tr/mn. Pour de telles vitesses l'utilisation des pôles saillants est plus rationnelle.

Dans une machine synchrone, comme dans d'autres machines électriques comportant un enroulement séparé pour l'excitation du champ magnétique principal, on appelle *induit* la partie de la machine comprenant l'enroulement où est induite la force électromotrice. On appelle *inducteur* la partie de la machine dont l'enroulement sert à produire le champ magnétique principal. Dans les machines synchrones les plus répandues, le stator sert d'induit et le rotor est utilisé comme inducteur.

La principale différence entre une machine synchrone et une machine asynchrone réside dans le mode d'excitation du champ magnétique principal. Dans une machine synchrone le flux magnétique est créé par le courant continu amené au rotor par des bagues

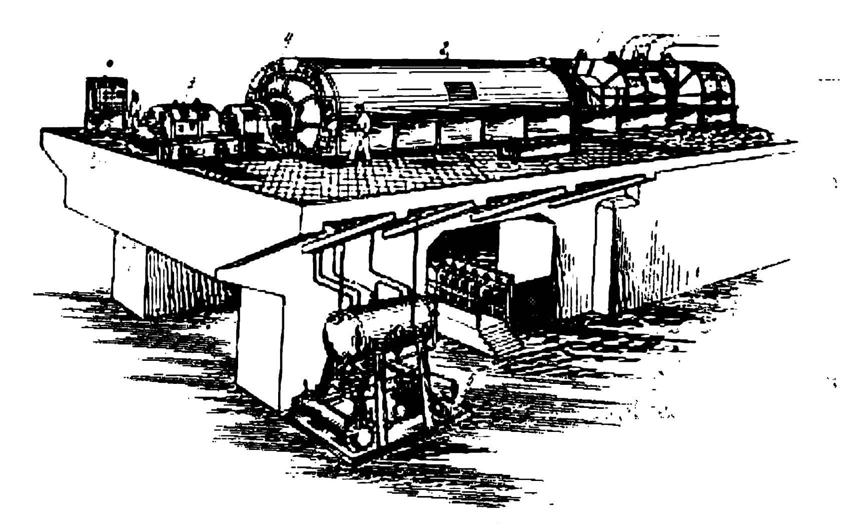


Fig. 16-5. Turbo-alternateur puissant à refroidissement par hydrogène
1 — turbine à vapeur ; 2 — alternateur ; 3 — excitatrice ; 4 — tableau de commande du système de refroidissement par hydrogène ; 5 — installation pour refroidissement par hydrogène

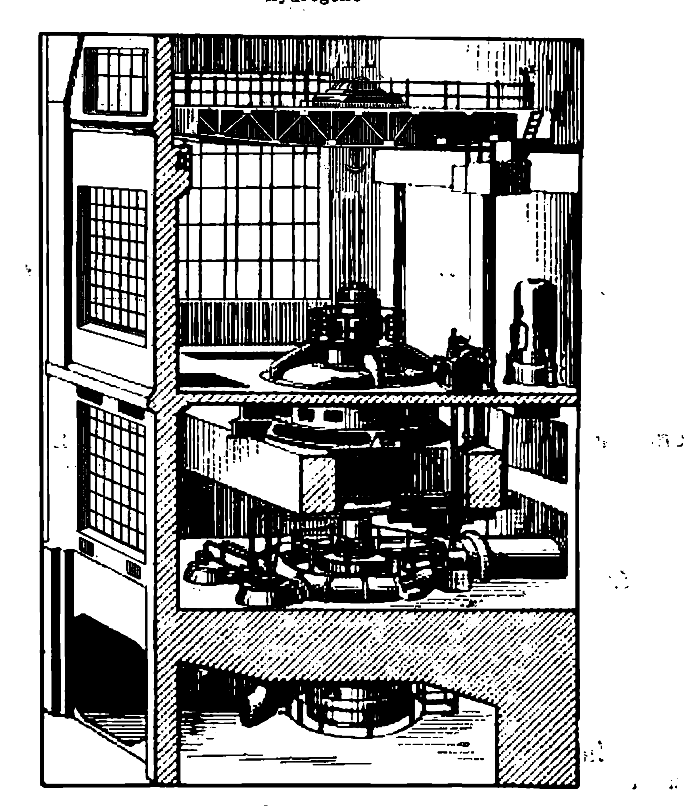


Fig. 16-6. Alternateur hydraulique

de frottement et fourni par une source extérieure. Cela permet de décharger le réseau de courant alternatif du courant magnétisant réactif.

Une machine synchrone est *réversible*, c'est-à-dire qu'elle peut fonctionner comme générateur ou comme moteur et elle passe du régime générateur au régime moteur selon que la force mécanique qui agit sur son arbre est motrice ou résistante. Dans le premier cas l'arbre de machine reçoit de l'énergie mécanique et fournit au réseau de l'énergie électrique; dans le second cas, la machine absorbe du réseau de l'énergie électrique et fournit à l'arbre de l'énergie mécanique.

Le fonctionnement d'une machine synchrone n'est pas le même lorsque la fréquence de sa force électromotrice est liée à la fréquence du réseau alimenté par d'autres alternateurs synchrones ou lorsque la machine fonctionne de façon indépendante et détermine elle-même la fréquence du réseau.

En fonctionnement indépendant la fréquence du réseau dépend de la vitesse du moteur d'entraînement. Lors du branchement de la charge les forces électromotrices induites dans les enroulements statoriques y font naître des courants. Ces courants, en interaction avec le champ magnétique de la machine, créent une force résistante que le moteur primaire doit vaincre. Plus la charge de l'alternateur est grande, plus grande est cette force résistante par l'intermédiaire de laquelle la puissance mécanique du moteur primaire est transformée en puissance électrique fournie au réseau.

Le rotor de la machine possède $2p$ de pôles et lorsque sa vitesse est de N tr/mn, la force électromotrice engendrée dans l'enroulement statorique a une fréquence

$$f = \frac{pN}{60} \tag{16-2}$$

Lorsqu'un générateur synchrone marche en parallèle avec un réseau alimenté par d'autres alternateurs ou lorsque la machine synchrone fonctionne en moteur, sa fréquence doit être égale à celle du réseau car ce n'est qu'à cette condition que pendant une période du courant alternatif peut être maintenu l'équilibre entre la tension du réseau et la force électromotrice de la machine. Mais pour assurer la constance de la fréquence de la machine il faut que le rotor tourne à une vitesse synchrone rigoureusement constante de façon que la force électromotrice induite coïncide avec les variations de la tension du réseau.

En plus du champ magnétique principal créé par le rotor il existe un champ tournant (champ de l'induit) créé par le courant triphasé du stator. La vitesse angulaire de rotation de ce champ ω_{ch}

est déterminée par la fréquence du courant alternatif (§ 8-8) :

$$\omega_{ch} = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi f}{p}, \qquad (16\text{-}3)$$

où ω est la pulsation du courant alternatif et p est le nombre de paires de pôles du champ tournant. Etant donné que le nombre de paires de pôles est égal au nombre de paires de pôles du champ tournant on a

$$\omega_{ch} = \frac{2\pi N}{60}.$$

c'est-à-dire que la vitesse angulaire du champ tournant du stator est égale à la vitesse angulaire du rotor. De cette façon dans une machine synchrone on a deux forces magnétomotrices : du rotor et de l'induit (du stator) ; la force magnétomotrice de l'induit tourne alors dans le même sens et avec la même vitesse que les pôles du rotor ; elle est donc immobile par rapport à ces pôles. Vu cela, nous pouvons composer géométriquement les vecteurs de forces magnétomotrices de l'inducteur et de l'induit de la même façon comme nous l'avons fait pour les forces magnétomotrices du rotor et du stator d'une machine asynchrone. Nous pouvons donc considérer qu'en charge le champ magnétique de la machine dans l'entrefer est créé par l'action commune des forces magnétomotrices du rotor et du stator.

Lorsqu'un alternateur fonctionnant de façon indépendante alimente une charge purement active, si l'on néglige la réactance interne du stator, le courant dans les conducteurs du stator atteindra sa valeur maximum en même temps que la force électromotrice de la phase correspondante de l'enroulement, c'est-à-dire à l'instant où les conducteurs de cette phase se trouvent en face du milieu du pôle correspondant du rotor. L'axe du champ tournant statorique coïncide à cet instant avec l'axe de l'enroulement où le courant a sa valeur maximum. Donc dans ce cas, l'axe du champ rotorique forme avec l'axe du champ statorique un angle de 90 degrés électriques (fig. 16-7). Si le courant de l'alternateur retarde par rapport à la force électromotrice d'un angle ψ, le courant dans la phase correspondante de l'enroulement statorique atteindra sa valeur maximum lorsque l'axe du pôle rotorique tournera par rapport aux conducteurs de la phase donnée de l'angle ψ.

Si l'on considère le cas limite de déphasage $\psi = 90°$, on aura un courant qui atteindra sa valeur maximale à l'instant où l'axe du flux rotorique sera opposé à l'axe du flux statorique, c'est-à-dire lorsque les axes des flux formeront un angle de 180°. Ainsi pour un déphasage inductif, l'axe du flux rotorique (de l'inducteur) est en avance sur l'axe du flux statorique (de l'induit) de $90° + \psi$.

Le rotor est, pour ainsi dire, lié de façon élastique au champ tournant du stator et chaque variation du déphasage dans le circuit de l'alternateur provoque une variation correspondante de l'angle entre les axes des champs statorique et rotorique.

Lorsque la machine fonctionne en alternateur, le rotor est en avance sur le champ statorique, et l'interaction des courants du stator et du champ de la machine crée une force mécanique qui

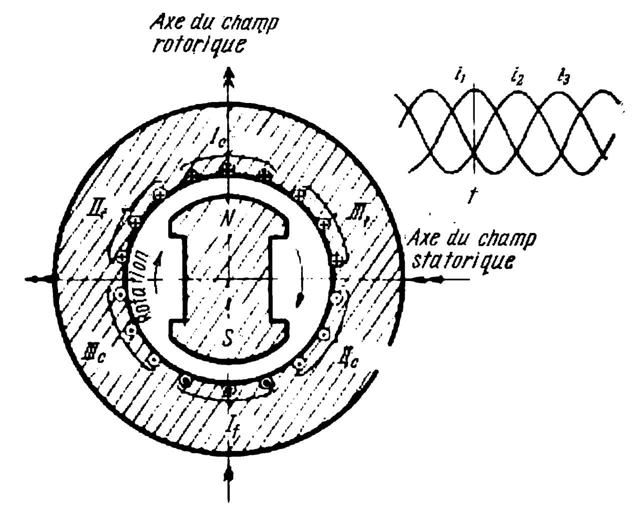


Fig. 16-7. Position relative des axes des flux rotorique et statorique

s'oppose au déplacement du rotor ; le moteur primaire de la machine doit vaincre cette force résistante.

Les conditions de fonctionnement d'une machine synchrone en parallèle avec d'autres machines synchrones sont plus compliquées. En effet, pour connecter la machine au réseau général, il faut réaliser préalablement la *synchronisation*, c'est-à-dire faire en sorte que la fréquence de la machine soit rigoureusement égale à celle du réseau et que la force électromotrice soit égale en grandeur et opposée en phase à la tension du réseau. Pour une synchronisation parfaite de la machine avec le réseau, les courants dans les enroulements statoriques après le branchement de la machine seront nuls, car le champ du rotor induit dans les enroulements du stator des forces électromotrices qui compensent complètement la tension du réseau (fig. 16-8). Dans ces conditions la machine synchrone ne fournit pas d'énergie au réseau et n'en consomme pas, c'est-à-dire que par rapport au réseau elle n'est ni générateur, ni moteur. Les pertes mécaniques et magnétiques de la machine synchrone sont alors

compensées par le moteur primaire. Pour que la machine synchrone connectée au réseau fonctionne en générateur en fournissant à ce réseau de l'énergie électrique, il faut augmenter le couple mécanique fourni par le moteur primaire à l'arbre de la machine. Sous l'action du couple moteur accru le rotor se déplacera en avant par rapport au champ tournant; si auparavant le milieu du pôle du rotor se trouvait en face des conducteurs de la phase donnée du stator justement à l'instant où la tension du réseau à cette phase était au maximum, maintenant, cette condition n'est pas respectée; puisque la force électromotrice du stator et la tension du réseau ne s'équilibrent plus, leur résultante crée dans les enroulements du stator un courant. L'interaction de ce courant et du champ de la machine produit une force résistante appliquée au rotor.

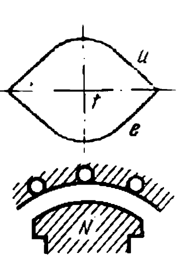


Fig. 16-8. La force électromotrice de la machine *e* équilibre la tension du réseau *u*

Par l'intermédiaire de cette force, la puissance mécanique du moteur primaire sera transformée en puissance électrique fournie par l'alternateur au réseau. Le champ du rotor pour ainsi dire tirera derrière lui le champ du stator. Si on réduit ensuite le couple moteur, sous l'action du couple résistant des forces électromagnétiques le champ du rotor diminuera son angle d'avance par rapport au champ du stator, et avec la diminution de l'angle formé par les axes des champs, la force résistante due à l'interaction des courants du stator et du champ de la machine diminuera également.

Enfin, lorsque la tension du réseau sera compensée par la force électromotrice du stator (fig. 16-8), la machine cessera de fournir de l'énergie au réseau, le courant dans les enroulements statoriques disparaîtra et la force électromagnétique résistante deviendra nulle.

Si au lieu d'un couple moteur on applique à l'arbre de la machine un couple résistant de charge mécanique, le rotor se déplacera en arrière par rapport au champ tournant. De nouveau des courants naîtront dans les enroulements du stator et créeront des forces électromagnétiques d'interaction des courants statoriques et du champ du rotor, mais cette fois ces forces auront tendance à déplacer le rotor vers l'avant, elles créeront un couple moteur par l'intermédiaire duquel la puissance électrique du réseau est transformée en puissance mécanique sur l'arbre de la machine; de cette façon la machine synchrone passe au régime moteur. La machine passe du régime générateur au régime moteur et inversement en fonction de l'action mécanique sur l'arbre de la machine; les forces électro-

magnétiques jouent alors le rôle de lien élastique particulier entre le champ du rotor et le champ du stator. On peut les comparer aux ressorts qui réunissent deux poulies A et B (fig. 16-9) dont l'une est menante et l'autre menée. Dans un tel modèle, la poulie A représente le champ du rotor et la poulie B le champ du stator. Tout changement de la force mécanique sur l'arbre de la poulie A provoque un changement de la position relative des poulies et une variation de la tension des ressorts.

Dans une machine synchrone, lors de la marche en parallèle, la vitesse de rotation est déterminée par la fréquence du réseau.

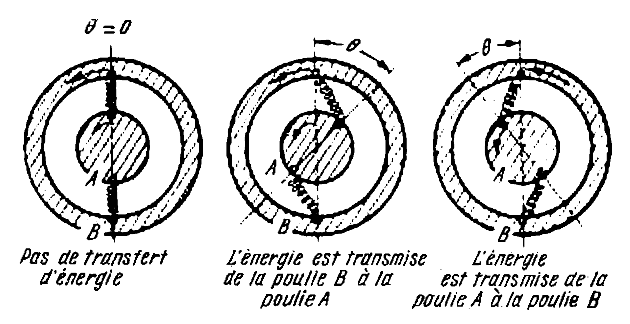


Fig. 16-9. Modèle mécanique des conditions de fonctionnement d'une machine synchrone

Les poulies A et B ne sont liées que par des ressorts

La variation du régime ne fait changer que l'angle entre les axes du champ rotorique et du champ statorique, tandis que dans une machine asynchrone dans ces conditions la vitesse varie (il y a glissement). Mais dans une machine synchrone, à la différence d'une machine asynchrone, le champ magnétique principal, celui du rotor, est créé par un courant continu indépendant, donc le flux du rotor et, par conséquent, la force électromotrice du stator sont réglables.

16-2. Marche à vide d'un alternateur

La force électromotrice est induite dans l'enroulement statorique d'une machine synchrone pratiquement de la même façon que dans une machine asynchrone avec cette différence que dans la première le flux magnétique inducteur est produit par un courant continu, tandis que dans la seconde il l'est par un courant triphasé. Pour cette raison l'équation de la force électromotrice de l'induit d'une machine synchrone s'écrit de la même façon que celle de la force électromotrice statorique d'une machine asynchrone (§ 14-15). Ici également le flux à travers une spire de l'enroulement de l'induit

varie entre $+\Phi$ et $-\Phi$; la valeur moyenne de la force électromotrice induite dans la spire pendant une alternance du courant alternatif sera :

$$E_{1\ \mathrm{moy}} = \frac{2}{T}\int\limits_{0}^{\frac{T}{2}} e\, dt,$$

où $e = -\frac{d\Phi}{dt}$ est la valeur instantanée de la force électromotrice d'une spire ; il en résulte que

$$E_{1\ \mathrm{moy}} = -\frac{2}{T}\int\limits_{+\Phi}^{-\Phi} d\Phi = \frac{4}{T}\Phi = 4f\Phi,$$

et puisque la valeur efficace de la force électromotrice est égale à la valeur moyenne multipliée par le facteur de forme de la courbe k_f, on a

$$E_1 = k_f E_{1\ \mathrm{moy}} = 4k_f f\Phi.$$

Les forces électromotrices des spires individuelles de chaque phase de l'enroulement sont composées géométriquement comme dans une machine asynchrone et il faut en tenir compte en introduisant un facteur de bobinage $k < 1$ (§ 14-4). La composition géométrique des forces électromotrices des spires individuelles est, dans une certaine mesure, une perte des forces électromotrices, mais nous devons l'accepter pour mieux utiliser la périphérie de l'induit.

Ainsi, en introduisant le facteur de bobinage nous obtenons l'équation de la force électromotrice de l'enroulement du stator (de l'induit) d'une machine synchrone comportant n spires par phase :

$$E = 4k_f knf\Phi. \qquad (16\text{-}4)$$

Mais en ce qui concerne la machine synchrone nous ne pouvons pas nous limiter à la seule équation de la force électromotrice ; la caractéristique magnétique de cette machine, c'est-à-dire le flux et la force électromotrice en fonction du courant magnétisant, nous intéresse également. Dans une machine asynchrone les conditions étaient bien autres ; la constance de la tension statorique exigeait un flux magnétique pratiquement constant.

A vide, la f.é.m. d'une machine synchrone n'est créée que par son flux magnétique principal, et pour cette raison à vide la courbe $E = F(I_{\mathrm{exc}})$ différera seulement par son échelle de la courbe $\Phi = F_1(I_{\mathrm{exc}})$. On appelle cette relation *caractéristique à vide* ou *caractéristique magnétique*. On peut l'obtenir en calculant le circuit magnétique de la machine pour différentes valeurs du flux Φ.

Le circuit magnétique de la machine comprend cinq parties principales : l'entrefer, les dents du stator, le dos du stator, le noyau polaire avec les épanouissements et la culasse du rotor (fig. 16-10). En faisant la somme du courant total de toutes les cinq parties nous trouvons le courant total (les ampères-tours) d'excitation du pôle nécessaire pour créer un flux de valeur préétablie dans l'entrefer de la machine. Pour construire la caractéristique il faut répéter le calcul pour cinq points au moins. On peut obtenir cette caractéristique par voie expérimentale (fig. 16-11). Pour cela il faut,

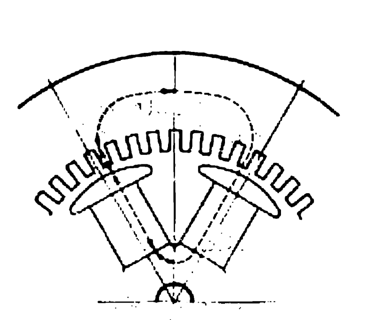


Fig. 16-10. Circuit magnétique d'une machine synchrone.

Fig. 16-11. Caractéristique à vide (caractéristique magnétique d'une machine synchrone).

la machine synchrone tournant à sa vitesse nominale, varier graduellement le courant d'excitation I_{exc} depuis zéro jusqu'à une certaine valeur maximum, et puis de cette valeur jusqu'à zéro. La courbe de la force électromotrice E_0 en fonction du courant d'excitation I_{exc} sera représentée par deux branches de la caractéristique dont l'une est ascendante et l'autre descendante. Mais la différence entre ces branches n'est pas grande, elle est due à l'influence de l'hystérésis dans les pôles et dans la culasse de la machine (sur la fig. 16-11 est indiquée la ligne moyenne). La partie inférieure de la caractéristique à vide est rectiligne parce que pour de faibles inductions la plus grande partie de la force magnétomotrice ($n_{\text{exc}} I_{\text{exc}}$) est dépensée pour vaincre l'entrefer entre le stator et le rotor pour lequel la relation $\Phi = F(I_{\text{exc}})$ est une droite. Lorsque le flux continue à augmenter, le fer commence à se saturer, la réluctance augmente rapidement et demande une partie considérable de la force magnétomotrice, aussi la caractéristique s'incline vers l'axe des abscisses. Ainsi, la caractéristique à vide rappelle la courbe d'aimantation du fer mais un peu redressée, ce redressement étant provoqué par la présence de l'entrefer dans le circuit magnétique.

La courbe des valeurs instantanées de la force électromotrice $e = F(t)$ d'une machine synchrone doit être sinusoïdale; la force électromotrice induite dans un conducteur du stator peut être exprimée par des grandeurs constantes: si l est la longueur du conducteur, v la vitesse circonférencielle et B_r la composante radiale de l'induction dans l'entrefer, on aura

$$e = B_r l v.$$

On voit donc que pour obtenir une force électromotrice sinusoïdale dans les conducteurs de l'enroulement statorique il faut que l'induction soit répartie sinusoïdalement suivant la périphérie du rotor. Lorsqu'il s'agit de pôles saillants, il est rationnel de jouer sur la forme de pièces polaires: il faut construire une machine à pôles saillants avec entrefer progressif qui augmente progressivement depuis le milieu du pôle vers les bords; l'induction est alors répartie de façon inversement proportionnelle à la réluctance. En choisissant convenablement la forme de l'épanouissement polaire on obtient une répartition approximativement sinusoïdale de l'induction le long de la surface périphérique du rotor. Mais une telle méthode d'obtention d'une courbe sinusoïdale ne convient pas pour les pôles non saillants des machines à grand nombre de tours.

Dans ces machines on arrive, par une disposition convenable de l'enroulement d'excitation le long de la circonférence du rotor, à obtenir une répartition trapézoïdale de l'induction ce qui est déjà un rapprochement de la forme sinusoïdale; pour se rapprocher encore plus on utilise les propriétés spéciales de l'enroulement réparti du stator grâce auxquelles on arrive à supprimer les harmoniques supérieurs de la force électromotrice.

16-3. Réaction d'induit

Lorsque la machine synchrone est chargée son champ magnétique est créé non seulement par l'excitation due au rotor. Sur ce champ agit également la force magnétomotrice de l'enroulement de l'induit parcouru par le courant de charge. Pour cette raison la forme de la courbe de la force électromotrice d'un alternateur chargé dépend non seulement de la répartition du champ du rotor mais aussi de la répartition du champ du stator. Ce dernier champ doit être autant que possible sinusoïdal pour que le champ résultant et la courbe de la force électromotrice de l'alternateur en charge soient sinusoïdaux. L'action du champ de l'induit sur le champ magnétique principal est appelée *réaction d'induit*.

Dans une machine asynchrone le courant statorique change automatiquement en suivant les variations du courant rotorique et de cette façon le flux dans l'entrefer reste presque constant.

Dans une machine synchrone la variation du courant statorique (courant d'induit) ne provoque pas une variation automatique du courant continu assurant l'excitation. Pour cette raison le champ magnétique résultant varie avec la charge, et la position du champ tournant du stator par rapport au champ tournant du rotor varie en fonction du déphasage dans le circuit de la charge; donc, le caractère de la réaction d'induit varie également.

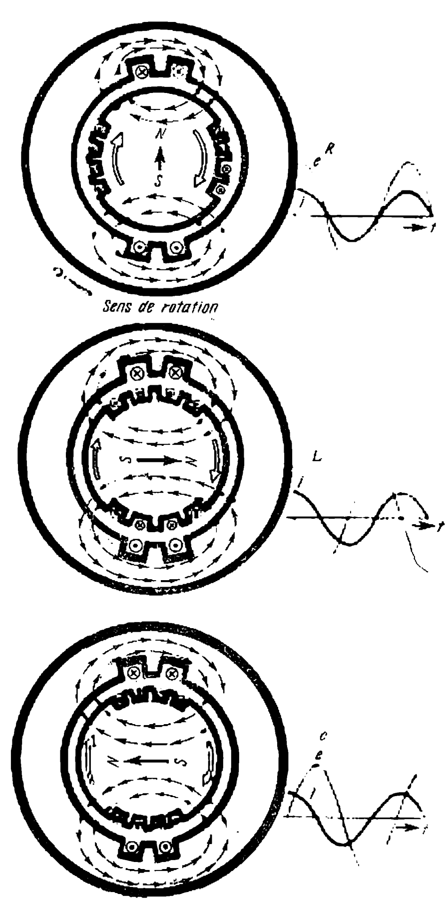


Fig. 16-12. Réaction d'induit dans une machine synchrone à différentes charges

Lorsque la charge est active le courant dans une phase du stator atteint son maximum à l'instant où le milieu du pôle se trouve en face de cette phase (fig. 16-12). Dans ce cas le champ du stator sera transversal, l'axe du flux des pôles sera perpendiculaire à l'axe du champ du stator (voir également la fig. 16-7); le champ statorique à la corne d'entrée est dirigé contre le champ du rotor et l'affaiblit, tandis qu'à la corne de sortie il renforce le champ du rotor. La réaction d'induit (charge active) provoque le déplacement de l'axe du champ résultant dans le sens opposé au sens de rotation. La valeur du flux résultant changera un peu par suite de la saturation : il est plus affaibli sous la corne d'entrée qu'il n'est renforcé sous la corne de sortie.

Lorsque la charge est purement inductive le courant dans la phase du stator n'atteindra sa valeur maximum que lorsque le pôle correspondant du rotor se déplacera en avant de 90 degrés électriques; dans ce cas le flux du stator est dirigé le long du pôle du rotor et est opposé au flux du rotor. Il en résulte que lorsque la charge est inductive le courant statorique crée un *flux longitudinal démagnétisant*.

Quand la charge est purement capacitive le courant du stator atteindra son maximum lorsque le pôle correspondant se trouvera encore à 90° du milieu de la phase. Dans ce cas le champ du stator sera *longitudinal et magnétisant.*

Pour que la force électromotrice du stator soit sinusoïdale, il faut que non seulement le champ du rotor mais aussi le champ de réaction du stator soient répartis de façon sinusoïdale suivant la surface intérieure du stator. Cette condition n'existe pas pour des rotors à pôles saillants où la répartition du champ du stator suivant cette surface est loin d'être sinusoïdale.

On voit ainsi que dans une machine synchrone à pôles saillants ou non saillants la réaction d'induit provoque une variation du champ magnétique de la machine, donc une variation de sa force électromotrice. Dans une machine à pôles saillants ce phénomène devient encore plus complexe par suite de la distorsion de la courbe de la force électromotrice. Cette influence du courant de charge sur la tension d'une machine synchrone est très indésirable. Pour réduire l'influence de la réaction d'induit au minimum il faut que la force magnétomotrice de l'induit soit petite par rapport à celle du rotor. Afin de réaliser cette condition il est indispensable d'augmenter la réluctance de la machine.

On réalise cela au mieux et de la façon la plus simple en augmenoistant l'entrefer de la machine. Evidemment, cela nécessite un accrsement correspondant de la force magnétomotrice du rotor donc du courant magnétisant, mais dans une machine synchrone cet accroissement du courant magnétisant est admissible car l'énergie du champ magnétique reste invariable (et le courant magnétisant du rotor est continu), et l'excitatrice d'une machine synchrone doit fournir seulement de l'énergie pour compenser les pertes par échauffement dans le circuit rotorique. Dans une machine asynchrone les conditions sont bien autres; le courant magnétisant y doit maintenir les oscillations de l'énergie du champ magnétique de la machine; c'est un courant réactif qui diminue le cos φ de l'installation. Pour cette raison, toutes les mesures sont prises pour réduire le courant magnétisant des machines asynchrones, en particulier on y réduit l'entrefer au minimum.

Evidemment, on ne peut pas augmenter de façon exagérée l'entrefer d'une machine synchrone car l'accroissement correspondant de la force magnétomotrice du rotor exige un accroissement du courant rotorique et du nombre de spires de l'enroulement du rotor, ce qui entraîne une dépense accrue du cuivre et l'accroissement des dimensions de la machine.

16-4. Diagramme vectoriel d'un alternateur

Lors du fonctionnement d'un alternateur la force électromotrice du stator varie par suite de la réaction d'induit. La chute de tension dans l'enroulement statorique due à la résistance et à la réactance inductive de l'enroulement change également. Examinons d'abord quelles sont la nature et l'importance relative de la résistance ohmique et de la réactance inductive.

La réactance inductive de l'enroulement statorique est créée par le *flux de dispersion du stator*. Nous considérons ce flux comme une partie du flux statorique qui se ferme en dehors du rotor : à travers les encoches du stator, suivant les couronnes des dents du stator et autour des têtes de bobine du stator (voir § 14-6).

Puisque le flux de dispersion a une grande partie de son trajet dans l'air on peut admettre qu'il est proportionnel au courant du stator et qu'il est en phase avec lui. Le flux de dispersion induit dans l'enroulement du stator une force électromotrice de dispersion E_d déphasée en arrière de 90° par rapport à ce flux. On peut exprimer la tension qui compense la force électromotrice de dispersion par le courant du stator I et une certaine réactance inductive X_r, d'où

$$-\dot{E}_d = jX_r\dot{I}.$$

Cette chute inductive de tension dans les machines synchrones, à charge nominale, constitue de 10 à 20 % de la tension simple nominale. Une réactance inductive aussi importante est utile en cas de court-circuit.

D'autre part, la résistance R de l'enroulement est relativement très petite et généralement la chute de tension dans la résistance à charge nominale est dans les grands alternateurs de 1 à 2 %. Dans la plupart des calculs on peut donc la négliger; nous n'en tiendrons compte que dans certains cas pour avoir un tableau plus complet.

Ensuite, il faut avoir en vue l'influence de la réaction d'induit sur la tension de la machine. Evidemment, il existe dans la machine réellement un seul flux magnétique résultant composé du flux du rotor, du flux de dispersion du stator et du flux de la réaction d'induit. Cependant, il est plus commode de considérer ces flux comme existant indépendamment l'un de l'autre et induisant dans l'enroulement du stator des forces électromotrices correspondantes. De cette façon, nous admettons que dans une machine synchrone chargée le flux du rotor Φ induit dans l'enroulement du stator une force électromotrice E égale à la force électromotrice à vide; le flux de dispersion induit une force électromotrice E_d et enfin le

flux de réaction d'induit engendre dans l'enroulement statorique une certaine force électromotrice $E_{r.ind}$. Nous obtiendrons les relations les plus simples si nous ne tenons pas compte de l'influence de la saturation du fer sur le flux de l'induit (du stator) et pour cette raison nous admettons dans ce cas que le flux d'induit est proportionnel au courant de l'induit I. En réalité cela est juste seulement pour une machine non saturée. Tenant compte de cette simplification nous pouvons exprimer la force électromotrice de réaction d'induit $E_{r.\,ind}$ de la même façon que la force électromotrice de dispersion E_d, c'est-à-dire par l'intermédiaire du courant I et une certaine réactance inductive X_{ind}, et considérer que

$$\dot{E}_{r.\,ind} = -jX_{ind}\dot{I}.$$

Le vecteur $jX_{ind}\dot{I}$ doit être en avance de 90° sur $\dot{I}$. Il représente la tension nécessaire pour vaincre la force électromotrice de réaction d'induit.

Avec une telle interprétation des phénomènes la force électromotrice $\dot{E}$ induite par le flux du rotor comprend la tension aux bornes de la machine $\dot{U}$, la tension $jX_d\dot{I}$ qui compense la force électromotrice de dispersion $\dot{E}_d$, la tension $jX_r\dot{I}$ qui compense la force électromotrice de réaction d'induit $\dot{E}_{r.\,ind}$ et enfin la chute de tension RI dans la résistance de l'enroulement, donc nous aurons

$$\dot{E} = \dot{U} + j(X_d + X_{ind})\dot{I} + R\dot{I}. \qquad (16\text{-}5)$$

La grandeur

$$X_d + X_{ind} = X$$

est appelée *réactance inductive synchrone* ou *réactance synchrone*. Pour une machine non saturée cette grandeur est constante.

En nous servant des simplifications indiquées plus haut, on peut construire le diagramme vectoriel simplifié d'un alternateur synchrone. Ce diagramme est utilisé surtout pour l'étude qualitative des phénomènes ayant lieu dans une machine synchrone. Il donne des relations quantitatives exactes seulement lorsqu'il s'agit d'une machine non saturée, à pôles non saillants.

Nous prenons comme vecteur initial du diagramme le vecteur du flux continu du rotor $\dot{\Phi}$ que l'on dirige à gauche suivant l'axe des abscisses (fig. 16-13). Le vecteur de la force électromotrice $\dot{E}$ induite par le flux du rotor Φ est en retard sur le vecteur $\dot{\Phi}$ de 90°. Le vecteur du courant statorique $\dot{I}$ retarde sur $\dot{E}$ d'un angle ψ déterminé par la condition

$$\psi = \operatorname{arctg}\frac{X_{ch} + X}{R_{ch} + R}, \qquad (16\text{-}6)$$

où X_{ch} et R_{ch} sont la réactance inductive et la résistance du circuit de charge du générateur.

Le vecteur $R\dot{I}$ coïncide en direction avec le vecteur de courant $\dot{I}$ et le vecteur de tension $j\,(X_{ind} + X_{ch})\,\dot{I}$ est en avance sur ce vecteur

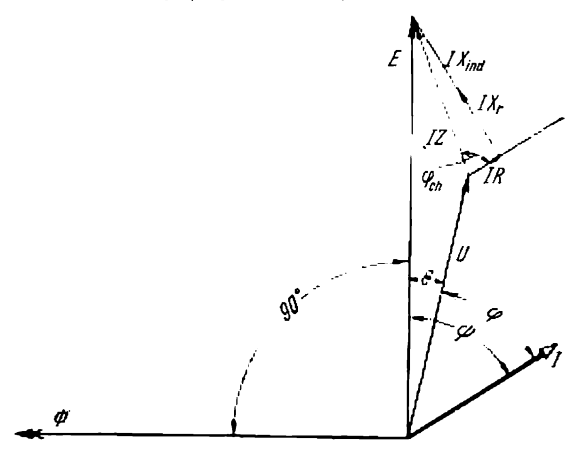


Fig. 16-13. Diagramme vectoriel d'une machine synchrone

de 90°. De cette façon, la direction du vecteur de tension $\dot{U}$ peut être déterminée d'après l'équation (16-5) en retranchant du vecteur de la force électromotrice les chutes de tension réactive et active.

16-5. Pertes et rendement d'un alternateur

Pour étudier le bilan énergétique d'un alternateur synchrone examinons son diagramme vectoriel simplifié (fig. 16-14). En projetant le vecteur $\dot{E}$ et ses composantes sur la direction du vecteur du courant $\dot{I}$, on obtient

$$\dot{E}\cos\psi = R\dot{I} + \dot{U}\cos\varphi \qquad (16\text{-}7)$$

et en multipliant cette équation par $\dot{I}$ on obtient l'équation de la puissance électrique pour une phase

$$\dot{E}\dot{I}\cos\psi = R\dot{I}^2 + \dot{U}\dot{I}\cos\varphi, \qquad (16\text{-}8)$$

selon laquelle la puissance électrique transmise au stator comprend la puissance perdue dans le cuivre de l'induit et la puissance fournie au réseau. Mais en plus de ces pertes électriques dans l'alternateur il faut tenir compte des pertes mécaniques et des pertes magnétiques dans le fer du stator et dans les épanouissements polaires.

L'équation (16-8) montre que ces pertes sont compensées non pas par la puissance électrique mais directement par la puissance mécanique développée par le moteur primaire. Enfin, dans l'alternateur ont lieu des pertes dépensées pour l'excitation et compensées par l'excitatrice à courant continu.

La puissance de l'excitatrice pour de gros alternateurs est comprise entre 0,3 et 1 % de leur puissance nominale.

Les pertes dans un alternateur comme dans toutes les machines électriques peuvent être divisées en pertes *constantes* qui ne dépendent pratiquement pas de la charge et en pertes *variables* qui dépendent de la charge. Les pertes constantes sont les pertes mécaniques, les pertes pour l'excitation et les pertes dans le fer; les pertes variables sont les pertes dans le cuivre et les pertes supplémentaires.

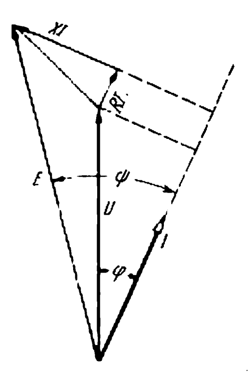


Fig. 16-14. Diagramme vectoriel de tensions d'une machine synchrone

La puissance $3UI \cos \varphi$ fournie par l'alternateur dépend pour des mêmes valeurs du courant du $\cos \varphi$ de la charge; cependant, les conducteurs du générateur sont calculés pour un certain courant et son isolation et le circuit magnétique sont prévus pour une certaine tension, indépendamment de la charge; pour cette raison on considère comme *puissance nominale d'un alternateur* sa puissance apparente mesurée en kVA (kilovoltampères).

Etant donné qu'un alternateur fonctionne presque toujours avec un $\cos \varphi < 1$, il ne serait pas rationnel de l'accoupler à une turbine prévue pour la puissance apparente de l'alternateur (divisée par le rendement de ce dernier); pour cette raison la turbine qui doit entraîner un alternateur a toujours une puissance un peu inférieure à la puissance apparente de l'alternateur.

Avec l'accroissement de la puissance de l'alternateur et avec l'augmentation de ses dimensions, la surface refroidie par unité de puissance diminue, donc il faut refroidir la machine artificiellement par ventilation. Dans les gros turbo-alternateurs la quantité d'air nécessaire pour cette ventilation est très grande. La machine demande par heure une quantité d'air dont le poids est à peu près égal à celui de la machine.

Si l'air de ventilation arrivait dans la machine directement de l'extérieur, cette dernière serait vite obstruée par la poussière; pour cette raison pour les grands alternateurs on utilise une ventilation en circuit fermé où le même volume d'air circule de façon ininterrompue dans un circuit fermé: machine-réfrigérant d'air. Dans ce dernier l'air réchauffé dans la machine se refroidit.

Au cours de ces dernières années le refroidissement des machines synchrones à hydrogène prend une grande extension (fig. 16-5). La densité de l'hydrogène étant plus petite que celle de l'air et sa conductibilité thermique plus grande (7,5 fois), les pertes par ventilation sont moindres et le refroidissement de la machine est meilleur.

Le rendement d'un alternateur est égal au rapport de la puissance fournie par la machine au réseau à la puissance absorbée; il est commode de représenter la puissance absorbée comme étant la somme de la puissance fournie et de la puissance de toutes les pertes de la machine, donc le rendement sera:

$$\eta = \frac{3UI\cos\varphi}{3UI\cos\varphi + P_{const} + P_{var}}. \qquad (16\text{-}9)$$

L'équation du rendement montre qu'avec la diminution de la charge le rendement diminue également. La fig. 16-15 donne les

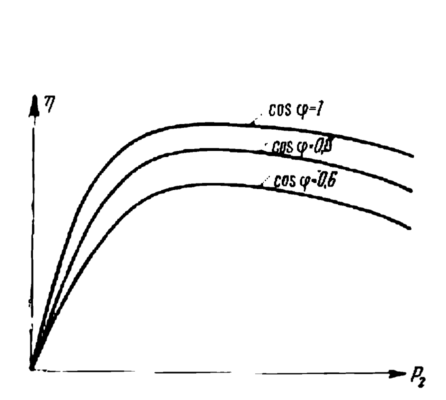


Fig. 16-15. Courbes du rendement d'une génératrice synchrone pour différentes valeurs du cos φ

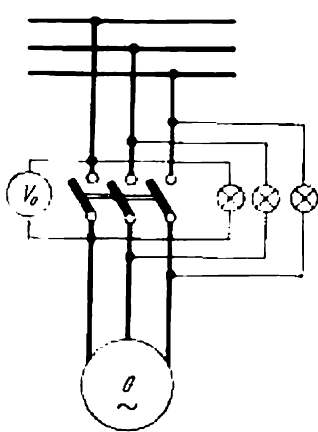


Fig. 16-16. Schéma de connexion d'une machine synchrone pour la marche en parallèle à l'aide des lampes indicatrices de phases et d'un voltmètre de zéro

courbes du rendement de l'alternateur en fonction de la charge pour différentes valeurs du cos φ. Le rendement des alternateurs modernes atteint 96 ou 97 %.

16-6. Couplage d'un alternateur en parallèle

Le couplage en parallèle d'un alternateur synchrone avec le réseau triphasé comporte plusieurs difficultés.

Au moment du couplage (fig. 16-16) la valeur instantanée de la force électromotrice de l'alternateur doit être égale en grandeur

et à tout moment de sens opposé à la valeur instantanée de la tension du réseau. Il en résulte les conditions suivantes pour le couplage: la force électromotrice de l'alternateur doit avoir la même valeur efficace que la tension du réseau; la fréquence doit être égale à celle du réseau. Chaque phase doit être opposée à la phase de la tension du réseau et l'ordre de succession des phases du générateur doit correspondre à celui des phases du réseau.

L'exécution de ces conditions demande la synchronisation préliminaire de la machine à coupler, synchronisation qui est assurée de façon suivante. On fait tourner la machine *G* (fig. 16-16) à une

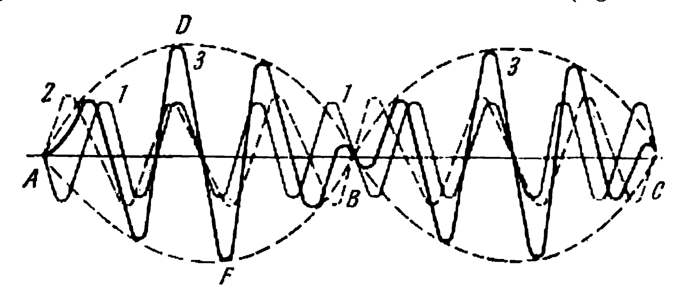


Fig. 16-17. Courbes des valeurs instantanées et de la valeur efficace (en pointillé) des tensions lors de la synchronisation

vitesse proche de la vitesse de synchronisme et son excitation est réglée de façon que le voltmètre aux bornes de la machine indique une tension égale à celle du réseau. L'ordre de succession des phases de la machine doit correspondre à celui des phases du réseau. Cependant, avant le couplage en parallèle il faut régler de façon plus précise la fréquence de la machine et surtout les phases de sa force électromotrice. On utilise comme appareil indicateur un *synchronoscope*. L'appareil le plus simple servant à cette fin se compose des lampes à incandescence appelées dans ce cas lampes de mise en phase (ou lampes de synchronisation).

Sur la fig. 16-16, ces lampes sont branchées entre les barres de l'usine et les bornes homologues (*1-1*, *2-2*, *3-3*) en ce qui concerne l'ordre de succession des phases (« branchement pour extinction »).

La fig. 16-17 donne les courbes des valeurs instantanées de la tension du réseau (*1*), de la force électromotrice de l'alternateur à coupler en parallèle (*2*) et de la tension résultante (*3*). Tant qu'il n'y a pas de coïncidence exacte entre la fréquence de la machine et la fréquence du réseau, la valeur efficace de la tension résultante tantôt diminuera jusqu'à zéro (instants *A*, *B* et *C*), tantôt augmentera jusqu'à la valeur double de la tension du réseau (*D* et *F*) (fig. 16-17), donc les lampes tantôt s'éteindront, tantôt s'allume-

ront. Plus la fréquence de l'alternateur s'approchera de celle du réseau, plus lentement auront lieu les fluctuations de l'éclat des lampes de synchronisation ; elles s'allumeront et s'éteindront pour des durées relativement plus longues. Il faut obtenir une coïncidence aussi précise que possible des fréquences pour lesquelles les durées entre les éclats lumineux successifs des lampes seront suffisamment grandes (3 à 5 secondes au minimum). Ensuite, pour que l'œil puisse déterminer l'instant milieu d'une durée d'extinction il est recommandé de laisser passer plusieurs périodes d'extinction et ensuite de fermer l'interrupteur à un instant où les lampes sont complètement éteintes.

Pour plus de sûreté les grands alternateurs sont dotés de synchronoscopes de différents types. Enfin, ces derniers temps on utilise la synchronisation automatique et l'autosynchronisation.

La vitesse synchrone d'une machine couplée en parallèle avec le réseau est maintenue automatiquement : à tout écart accidentel de la vitesse de synchronisme dans les enroulements du stator apparaissent des courants qui, par suite de leur interaction avec le champ magnétique, rétablissent le synchronisme. Nous examinerons en détail ces phénomènes.

16-7. Démarrage d'un moteur synchrone

L'utilisation du moteur synchrone a pris de l'extension après la mise au point du *démarrage en asynchrone*, période pendant laquelle le moteur développe un couple de démarrage considérable. Pour pouvoir assurer un tel démarrage on place dans les épanouissements polaires d'un rotor à pôles saillants un enroulement de démarrage court-circuité qui se compose de barres de cuivre ou de laiton. Cet enroulement est analogue à la cage d'écureuil d'une machine asynchrone mais occupe seulement une partie de la circonférence du rotor. Dans les moteurs construits par l'usine soviétique « Electrosila » l'enroulement court-circuité spécial sur le rotor est absent ; ce sont le noyau massif du rotor, les cales métalliques fermant les encoches du rotor et les frettes isolées du noyau du rotor qui jouent ce rôle.

Le démarrage du moteur comporte deux opérations : la mise en vitesse asynchrone en l'absence d'excitation et l'accrochage après le branchement du courant d'excitation. Lors de la première opération l'enroulement d'excitation est séparé de la source à courant continu et est fermé sur une résistance r_d (fig. 16-18) de 10 à 15 fois supérieure à la résistance de l'enroulement d'excitation. Il serait dangereux de laisser l'enroulement d'excitation ouvert car le champ tournant peut y induire une force électromotrice élevée dangereuse pour l'isolement. Mais il ne serait également pas rationnel

de court-circuiter cet enroulement car un fort courant *monophasé* pourrait y naître, ce qui freinerait le rotor lorsque ce dernier atteindra une vitesse égale à la moitié de la vitesse de synchronisme. Etant donné que les moteurs synchrones sont de grande puissance, pour réduire le courant de démarrage on abaisse la tension par utilisation d'un autotransformateur de démarrage (fig. 16-18) ou d'une bobine de réactance. Pour le lancement on ferme d'abord l'interrupteur *2* qui met les enroulements de l'autotransformateur *AT* en étoile. Ensuite on ferme l'interrupteur *1* ce qui fait venir aux bornes du stator du moteur synchrone *MS* une tension abaissée par l'autotransformateur. Le moteur se met en marche comme un moteur asynchrone et lorsqu'il atteint une vitesse déterminée, l'interrupteur *2* est ouvert, ce qui transforme l'autotransformateur en une bobine de réactance branchée en série avec le stator du moteur. Ensuite on ferme l'interrupteur *3* et de cette façon les enroulements statoriques sont directement branchés sur la tension du réseau. Ensuite on branche le courant continu d'excitation et le moteur accroche. Si le moteur fonctionne à haute tension (6 kV), au lieu d'interrupteurs ordinaires on utilise des disjoncteurs dans l'huile (§ 20-5).

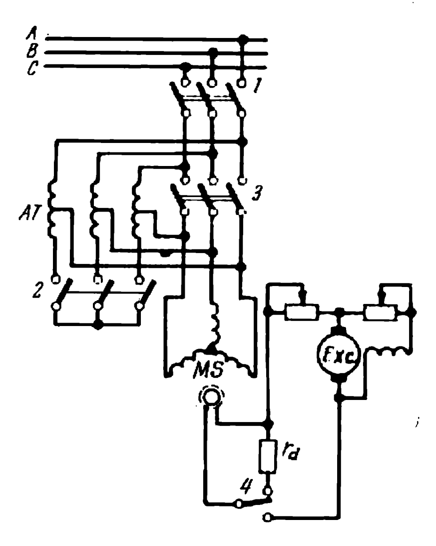


Fig. 16-18. Démarrage d'un moteur synchrone en asynchrone à l'aide d'un autotransformateur

16-8. Couple électromagnétique d'une machine synchrone

Dans le § 16-1 nous avons dit que pendant la marche en parallèle d'une machine synchrone avec le réseau, la variation du couple appliqué à l'arbre de la machine, sans changer la vitesse synchrone de cette dernière, fait changer l'angle entre le champ du rotor et le champ résultant de la machine. Nous allons démontrer cela à l'aide du diagramme vectoriel simplifié de la machine.

Commençons la construction du diagramme par le vecteur de la tension du réseau $\dot{U}$ (fig. 16-19) que nous dirigeons vers le bas suivant l'axe des ordonnées. Cette tension est compensée par une partie

de la force électromotrice induite par le flux du rotor $\dot{\Phi}$ dans l'enroulement de l'induit. Désignons la partie correspondante de la force électromotrice par $\dot{U}'$; ce vecteur est égal en valeur au vecteur de la tension du réseau $\dot{U}$ mais est de direction opposée. Evidemment, aux bornes de la machine il n'y a réellement qu'une seule tension $\dot{U}$ mais la construction d'un vecteur conventionnel $\dot{U}'$ rend le diagramme de la machine plus accessible. La force électromotrice $\dot{E}$ induite par le flux rotorique, si l'on néglige la faible chute de tension active RI, est dépensée pour compenser la tension du réseau et pour la chute inductive de la tension dans l'enroulement même, c'est-à-dire que l'on a

$$\dot{E} = \dot{U}' + jX\dot{I}. \quad (16\text{-}10)$$

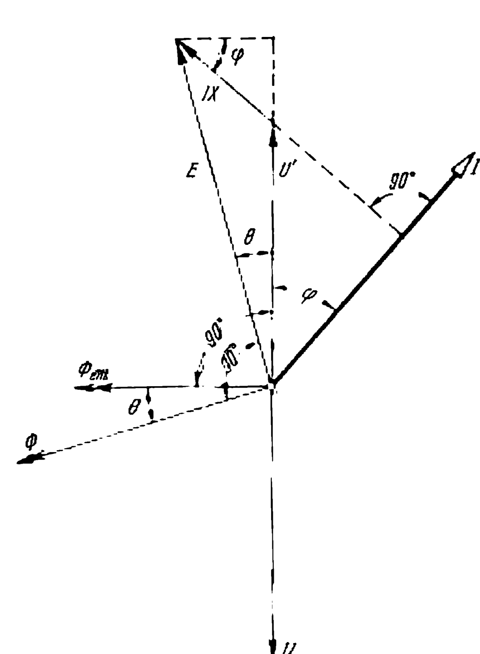


Fig. 16-19 Diagramme vectoriel simplifié d'un alternateur

En partant de cette expression nous pouvons construire le vecteur $\dot{E}$; le courant $\dot{I}$ retarde sur $\dot{U}'$ d'un certain angle φ. En ajoutant à $\dot{U}'$ le vecteur $X\dot{I}$ perpendiculaire à $\dot{I}$ on obtient le vecteur $\dot{E}$. Ce dernier forme avec $\dot{U}'$ l'angle θ. La position du vecteur du flux du rotor $\dot{\Phi}$ sur le diagramme est déterminée par le fait que ce vecteur est en avance de 90° sur la force électromotrice $\dot{E}$ induite par lui. Rappelons au lecteur que $jX\dot{I} = (-\dot{E}_d - \dot{E}_{ind})$, c'est-à-dire est égal à la somme des forces électromotrices induites par les flux de dispersion et de réaction d'induit. Il en résulte que l'on peut représenter l'équation (16-10) sous la forme suivante:

$$\dot{E} + \dot{E}_d + \dot{E}_{ind} = \dot{U}', \quad (16\text{-}11)$$

c'est-à-dire que la tension $\dot{U}'$ est égale à la somme vectorielle des forces électromotrices induites dans l'enroulement par les trois flux

de la machine. Mais réellement ces flux forment un flux résultant $\dot{\Phi}_{ent}$ (le flux dans l'entrefer entre le rotor et le stator). On peut donc considérer $\dot{U}'$ comme la force électromotrice induite par le flux magnétique résultant de la machine dans l'enroulement de son induit (du stator). Cela détermine la position du vecteur $\dot{\Phi}_{ent}$ qui est en avance de 90° sur le vecteur $\dot{U}'$.

De cette façon, l'angle entre les vecteurs $\dot{\Phi}$ et $\dot{\Phi}_{ent}$ est égal à l'angle de déphasage θ entre $\dot{E}$ et $\dot{U}'$. Au déphasage dans le temps

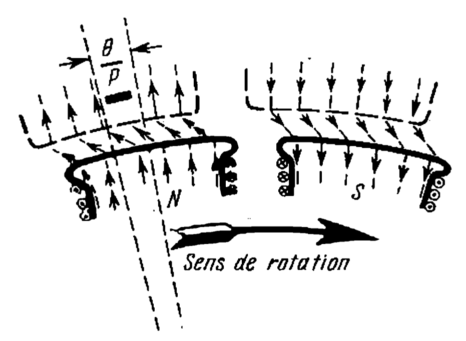


Fig. 16-20. Décalage dans l'espace entre les axes des pôles du rotor et la direction du champ résultant de la machine

θ des vecteurs de flux correspond un décalage dans l'espace de $\frac{\theta}{p}$ entre les axes des pôles du rotor et la direction du champ résultant de la machine (fig. 16-20). Pour plus de clarté sur la fig. 16-20 les pôles saillants correspondent au flux $\dot{\Phi}_{ent}$.

Occupons-nous maintenant de la puissance électrique et du couple électromagnétique d'une machine synchrone en fonction de l'angle θ. La puissance électrique des trois phases de la machine vaut

$$P = 3EI \cos \psi.$$

Construisons un triangle rectangle ayant $\dot{E}$ comme hypoténuse et $\dot{U}'$ comme un des côtés. Le deuxième côté de ce triangle, opposé à l'angle θ, sera:

$$XI \cos \varphi = E \sin \theta.$$

D'autre part, en utilisant le même diagramme on a $E \cos \psi = U' \cos \varphi$; cela permet d'exprimer la puissance électrique de la

machine sous la forme suivante:

$$P = 3EU' \frac{\sin\theta}{X}. \qquad (16\text{-}12)$$

Le couple électromagnétique créé par l'interaction du courant de l'induit et du flux magnétique de la machine est lié à la puissance électrique de cette dernière par une relation simple

$$C_{\text{ém}} = \frac{P}{\omega_r},$$

où ω_r est la vitesse du rotor au synchronisme et pour cette raison on a

$$\omega_r = \frac{2\pi N}{60} = \frac{2\pi f}{p},$$

d'où

$$C_{\text{ém}} = \frac{3p}{2\pi f} EU' \frac{\sin\theta}{X}. \qquad (16\text{-}13)$$

Lorsque la machine est couplée en parallèle avec le réseau la tension de ce dernier reste généralement constante, donc U' est

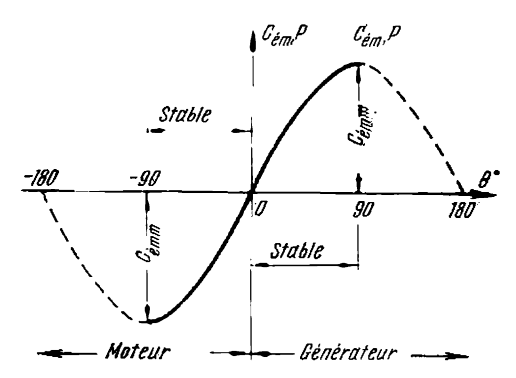


Fig. 16-21. Caractéristique angulaire d'une machine synchrone

également constante; et si le courant d'excitation ne change pas, la force électromotrice E reste constante. Dans ces conditions la puissance électrique et le couple électromagnétique de la machine ne dépendront que de l'angle θ. Cette relation est sinusoïdale et est appelée *caractéristique angulaire* d'une machine synchrone (fig. 16-21). Pour la puissance et le couple elle ne diffère que par l'échelle. Tant que $\theta > 0$, la puissance et le couple sont positifs; la machine travaillant en alternateur fournit de la puissance électrique et le couple électromagnétique qui y est résistant est vaincu par le moteur primaire (par exemple par une turbine hydraulique).

Le travail fourni alors par le moteur primaire est transformé en travail électrique fourni par l'alternateur au réseau. Lorsque le couple moteur créé par le moteur primaire augmente, le rotor de la machine, par suite de l'accélération qui lui est communiquée, augmente l'angle θ, et après plusieurs oscillations au voisinage de la vitesse synchrone, l'équilibre entre le couple moteur du moteur primaire et le couple électromagnétique résistant de l'alternateur est rétabli. De façon analogue cet équilibre est rétabli lorsque le couple moteur du moteur primaire diminue par suite de la diminution de l'angle θ et la réduction du couple électromagnétique résistant ainsi provoquée.

Le travail d'une machine synchrone en alternateur est stable lorsque θ varie entre 0 et 90°. Lorsque $\theta = 90°$ la puissance électrique est maximum :

$$P_{\text{max}} = \frac{3EU'}{X} \tag{16-14}$$

et le couple électromagnétique est également maximum :

$$C_{\text{ém. max}} = \frac{3p}{2\pi f} \frac{EU'}{X}. \tag{16-15}$$

Si le couple moteur du moteur primaire dépasse le couple résistant électromagnétique maximum de l'alternateur, l'accroissement de θ au-delà de 90° provoquera une diminution du couple résistant $C_{\text{ém}}$. L'excès du couple moteur crée une nouvelle accélération du rotor, ce qui provoque un accroissement de θ et une nouvelle diminution du couple résistant, et ainsi de suite jusqu'à l'instant où l'alternateur décroche. Dans ce cas le lien automatique existant entre la fréquence du réseau et la vitesse de rotation du rotor n'existe plus ; la force électromotrice de la machine et la tension du réseau ne se compensent plus et les courants dans les enroulements du stator peuvent atteindre des courants de court-circuit très importants, car les valeurs instantanées de la force électromotrice du stator et de la tension du réseau peuvent s'ajouter au lieu de se retrancher comme en travail normal. En pratique, lorsqu'un alternateur décroche, les appareils de protection automatiques le séparent du réseau. La courbe $C_{\text{ém}} = F(\theta)$ au-delà du point $\theta = 90°$ correspond à une zone de travail instable de l'alternateur.

Lorsque le couple moteur de la machine entraînant un alternateur diminue, l'angle θ diminue également et lorsque θ devient égal à 0, le moteur primaire ne fournira de l'énergie que pour compenser les pertes de la machine synchrone ; pour $\theta = 0$ la machine ne fournira pas d'énergie au réseau comme un alternateur et n'absorbera pas de l'énergie du réseau comme un moteur. Ce régime sera intermédiaire entre celui d'un alternateur et celui d'un moteur.

Ensuite, si on applique à l'arbre de cette machine synchrone un couple résistant, ce dernier provoquera un certain ralentissement du rotor, donc l'angle θ deviendra négatif. Cela signifie que le rotor sera en retard d'un angle $\frac{\theta}{p}$ sur le champ résultant de la machine et ce dernier deviendra menant, tandis que le rotor sera mené. Le changement du signe de θ modifie le signe de la puissance électrique P et du couple électromagnétique $C_{\text{ém}}$; c'est devenu un moteur qui absorbe de l'énergie du réseau et le couple électromagnétique est devenu un couple moteur qui compense le couple résistant mécanique appliqué à l'arbre de la machine.

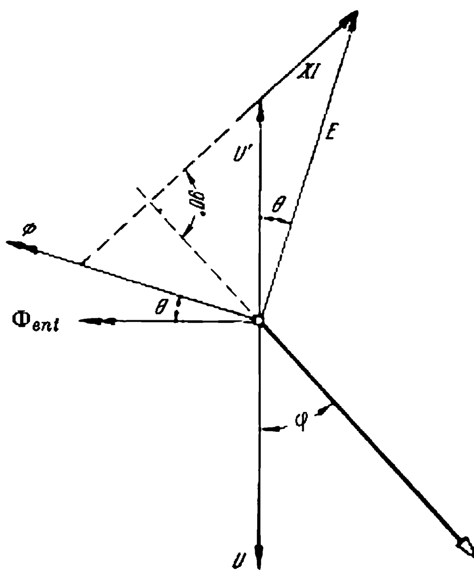


Fig. 16-22. Diagramme vectoriel simplifié d'un moteur synchrone

Pour construire un diagramme vectoriel simplifié de ce moteur, nous prendrons de nouveau les vecteurs $\dot{U}$ et $\dot{U}'$ comme vecteurs initiaux (fig. 16-22). En supposant que l'excitation de la machine reste constante nous garderons dans le diagramme du moteur la même longueur pour le vecteur $\dot{E}$ comme dans le diagramme de l'alternateur (fig. 16-19), mais traçons maintenant $\dot{E}$ en retard d'un angle θ sur $\dot{U}'$. La direction du vecteur $X\dot{I}$ est déterminée par la condition $\dot{U}' + jX\dot{I} = \dot{E}$, c'est-à-dire qu'il doit fermer le triangle. Le vecteur $\dot{I}$ doit être en retard sur $X\dot{I}$ de 90°; pour déterminer sa direction prolongeons le vecteur $X\dot{I}$ et abaissons sur cette droite une perpendiculaire depuis l'origine des coordonnées et sur cette perpendiculaire nous tracerons $\dot{I}$. Maintenant $\dot{I}$ sera en retard sur $\dot{U}'$ d'un angle supérieur à 90°. Le courant $\dot{I}$ forme une puissance positive non pas avec $\dot{U}'$ mais avec la tension du réseau $\dot{U}$. Nous construirons chacun des vecteurs des flux $\dot{\Phi}$ et $\dot{\Phi}_{\text{ent}}$ en quadrature avec le vecteur de la force électromotrice induite par chacun d'eux (c'est-à-dire $\dot{E}$ et $\dot{U}'$).

La caractéristique angulaire d'un moteur synchrone est analogue à la caractéristique angulaire d'un alternateur mais est tracée dans un autre quadrant des coordonnées (fig. 16-21). Pour les mêmes raisons que pour un alternateur le régime d'un moteur est stable lorsque θ varie entre 0 et $-90°$ et est instable lorsque θ est supérieur à 90° et l'accroissement de θ n'augmente pas, mais diminue le couple moteur électromagnétique. Si le couple résistant mécanique appliqué à l'arbre du moteur dépasse la valeur maximum du couple moteur électromagnétique $C_{\text{ém. max}}$, *le moteur décroche*, le rotor diminue progressivement de vitesse et s'arrête, la force électromotrice dans l'enroulement du stator devient nulle et les courants atteignent de très grandes valeurs qui dépassent de beaucoup les valeurs nominales.

La charge d'une machine synchrone marchant en parallèle sur le réseau, que ce soit en régime générateur ou en régime moteur, dépend du couple appliqué à l'arbre; lorsque le couple moteur devient résistant, elle passe automatiquement du régime générateur au régime moteur. Cependant dans une centrale un tel passage n'est pas admissible et il est prévenu par un système de protection. Le passage d'un moteur en régime générateur est peu probable et il n'est utilisé que pour une faible durée afin de réaliser un freinage rapide.

16-9. Puissance synchronisante et couple synchronisant

La capacité d'une machine synchrone de rester au synchronisme avec le réseau est appelée *stabilité*. La machine est stable lorsque $\frac{dC_{\text{ém}}}{d\theta} > 0$, c'est-à-dire pour $d\theta$ positif avec $dC_{\text{ém}}$ positif ou pour $d\theta$ négatif avec $dC_{\text{ém}}$ négatif. Plus l'accroissement du couple $\Delta C_{\text{ém}}$, auquel correspond un certain accroissement de l'angle $\Delta\theta$, est grand, plus stable est le fonctionnement de la machine synchrone.

La grandeur $\frac{dC_{\text{ém}}}{d\theta}$ est appelée *couple synchronisant*

$$C_{\text{syn}} = \frac{dC_{\text{ém}}}{d\theta} = \frac{3p}{2\pi f} EU' \frac{\cos\theta}{X} \tag{16-16}$$

et $\frac{dP}{d\theta}$ est appelée *puissance synchronisante*

$$P_{\text{syn}} = \frac{dP}{d\theta} = 3EU' \frac{\cos\theta}{X}. \tag{16-17}$$

Un écart accidentel du rotor du synchronisme fait naître des forces synchronisantes qui tendent à rétablir le synchronisme; ces forces représentent un lien élastique particulier entre la machine et le réseau.

Le couple synchronisant diminue graduellement avec l'accroissement de l'angle θ (fig. 16-23) et atteint la valeur nulle pour $\theta = \pm 90°$, c'est-à-dire lorsque le couple électromagnétique de la machine atteint sa valeur maximum

$$C_{\text{ém. max}} = \pm \frac{3p}{2\pi f} EU'.$$

C'est la limite de la stabilité statique de la machine, c'est-à-dire lorsque la charge augmente graduellement dans ces limites la machine reste au synchronisme.

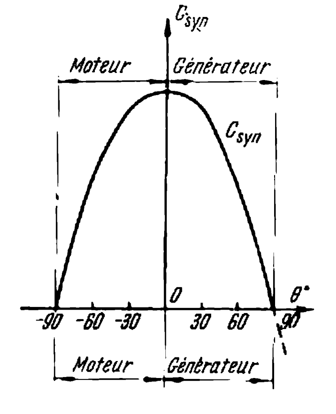


Fig. 16-23. Courbe de la puissance et du couple synchronisants en fonction de l'angle θ

Le couple maximum $C_{\text{ém. max}}$ est le couple de décrochage d'une machine synchrone au-delà duquel elle ne peut plus fonctionner de façon stable.

Généralement, une machine synchrone fonctionne bien loin de la limite de sa stabilité statique. Cela s'explique par le fait que lorsque l'angle θ devient supérieur à 40°, le couple synchronisant diminue rapidement, c'est-à-dire qu'à une grande variation de l'angle correspond seulement un faible accroissement de la puissance. Le danger serait que pour un accroissement accidentel du couple à l'arbre, la machine dépasserait les limites en fonctionnement stable et décrocherait. Pour la plupart des machines synchrones l'angle θ à charge nominale ne dépasse pas 20 à 30°.

Notons qu'une variation de charge est accompagnée d'oscillations autour de la nouvelle position d'équilibre vu l'inertie du rotor, et le couple synchronisant fonctionne de façon analogue aux forces d'élasticité. Ces oscillations (pompages) peuvent être dangereuses pour l'alternateur et peuvent provoquer son décrochage si leur fréquence coïncide accidentellement avec la fréquence des oscillations forcées créées par la marche irrégulière du moteur primaire (diesel ou machine à vapeur).

16-10. Influence de la variation de l'excitation

La force électromotrice d'une machine synchrone couplée en parallèle sur le réseau peut être en phase avec la tension du réseau et égale à cette dernière; dans ce cas le courant circulant dans la machine est nul. La machine ne fournit pas d'énergie au réseau et n'en reçoit pas, donc par rapport au réseau elle n'est ni générateur,

ni moteur. La position relative des vecteurs de la force électromotrice de la machine et de la tension du réseau est directement liée aux conditions de rotation de la machine. La tension du réseau aux bornes d'une phase quelconque de l'alternateur atteint son maximum après des intervalles de temps égaux, soit après chaque période du courant alternatif. Si la fréquence du réseau et la vitesse de rotation du moteur primaire entraînant la machine synchrone sont rigoureusement constantes, les conditions de rotation du rotor au synchronisme ne peuvent changer que par suite de l'action d'une nouvelle force mécanique. Il en résulte que sans l'action d'une telle force la position relative des vecteurs $\dot{E}$ et $\dot{U}$ ne peut pas changer.

Tant que la force électromotrice du stator est égale en grandeur et opposée en phase à la tension du réseau, elles se compensent mutuellement, le courant dans le stator est nul et la force d'interaction du courant du stator et du champ de la machine est absente. Cependant, on peut faire varier la force électromotrice du stator sans changer sa phase, c'est-à-dire sans action sur le moteur primaire; il suffit de varier l'excitation. Dans le circuit statorique apparaîtra alors un certain courant d'équilibre déterminé par la différence entre la force électromotrice du stator et la tension du réseau, ainsi que par la résistance du stator. Dans cette résistance, comme nous l'avons déjà dit, on ne peut tenir compte que de la composante réactive

$$\dot{I}=\frac{\dot{E}-\dot{U}}{jX}.$$

Mais ce courant ne créera pas de force électromagnétique ni de puissance active fournie au réseau car il sera un courant purement réactif par rapport à $\dot{E}$ et $\dot{U}$. Le courant doit être déphasé en arrière de 90° sur la tension $\dot{E}-\dot{U}$, donc par rapport à $\dot{U}$ ce courant sera en avance de 90° pour $E>U$ (fig. 16-24) et en retard de 90° pour $E<U$.

En examinant la position d'un pôle du rotor par rapport aux conducteurs d'une phase du stator à l'instant où le courant est maximum, il est facile de se convaincre que dans ce cas les forces électromagnétiques sont nulles (fig. 16-25). De cette façon, la variation de l'excitation fournit seulement à la machine une charge réactive mais ne peut pas l'obliger de fournir de l'énergie au réseau.

Nous disons qu'une machine synchrone est *surexcitée* lorsque le courant du stator $\dot{I}$ est en avance sur la tension $\dot{U}$ (cela a lieu pour une machine chargée lorsque $E\cos\theta>U$); bien au contraire, dans une *machine sous-excitée* le courant du stator I est en retard

sur la tension du réseau (pour une machine chargée cela a lieu lorsque $E \cos \theta < U$).

Une machine sous-excitée absorbera du réseau un courant magnétisant réactif qui est nécessaire pour renforcer son champ

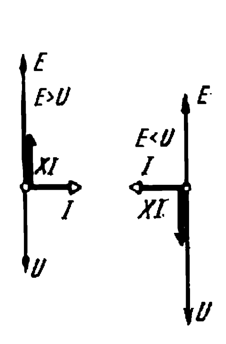


Fig. 16-24. Diagrammes vectoriels pour les cas de coïncidence de $\dot{E}$ et $\dot{U}$ et de variation de l'excitation

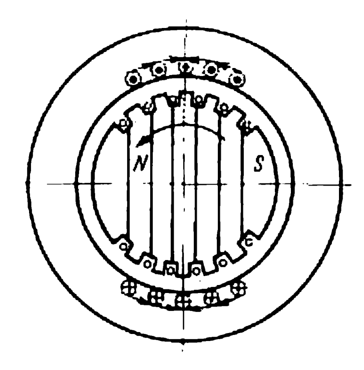


Fig. 16-25. Forces d'interaction des courants du stator et du champ du rotor pour $\theta = 0$

jusqu'à l'obtention des conditions d'équilibre entre la force électromotrice et la tension; une machine surexcitée aura $e > u$ (fig. 16-26) et par suite, lors de l'accroissement de u, elle absorbera de l'énergie réactive pour affaiblir le champ du rotor par le champ du courant statorique jusqu'aux limites qui correspondent aux

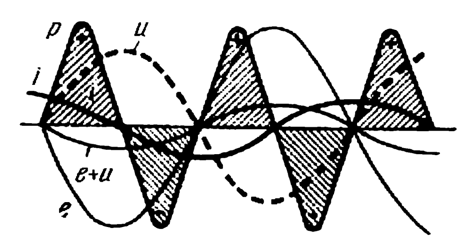


Fig. 16-26. Courbes de puissance instantanée d'une machine synchrone surexcitée

conditions d'équilibre et fournira de l'énergie réactive lors de la diminution de u grâce à l'excédent de champ magnétique du rotor. Les oscillations de l'énergie dans le circuit d'une machine surexcitée et la phase du courant par rapport à la tension seront les mêmes que dans un circuit comprenant une capacité. On peut considérer que ces conditions «capacitives» dans une machine surex-

citée sont créées grâce à l'excédent de flux magnétique du rotor (excédent d'énergie dans le champ magnétique de la machine).

Examinons maintenant l'influence de la variation de l'excitation pour différents fonctionnements de la machine. Si nous examinons le diagramme (fig. 16-27) pour le fonctionnement de la

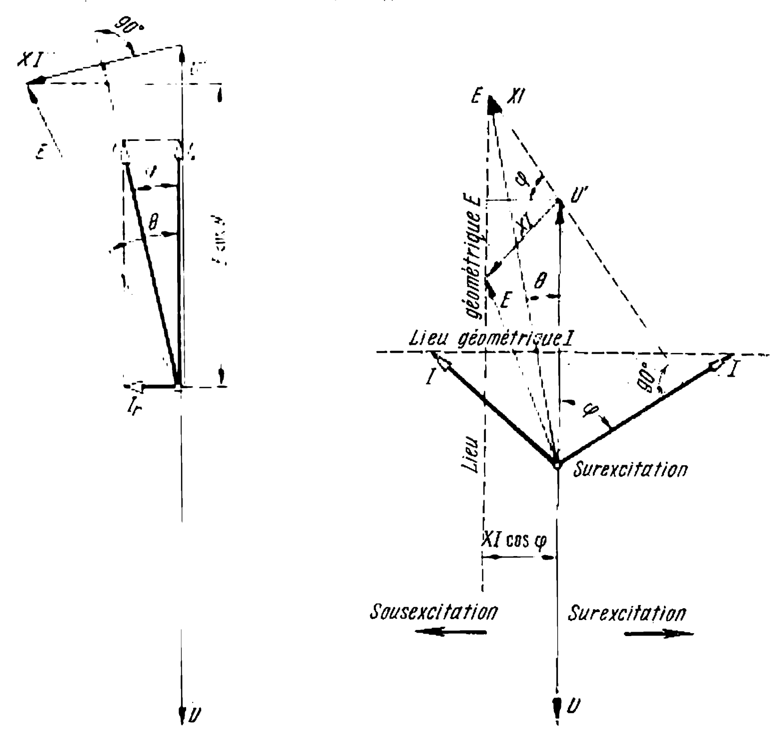


Fig. 16-27. Diagramme vectoriel d'une génératrice sous-excitée

Fig. 16-28. Lieux géométriques des vecteurs $\dot{E}$ et $\dot{I}$ lors de la variation de l'excitation de la génératrice

machine en générateur lorsque $\dot{E} = \dot{U}$, nous remarquons que dans ces conditions la machine sera sous-excitée car $E \cos \theta < U$, et pour cette raison la machine fournit au réseau du courant réactif magnétisant $\dot{I}$ en retard sur $\dot{U}$. En augmentant l'excitation on peut avoir $E \cos \theta = U$ et de cette façon annuler le courant magnétisant réactif ; un nouvel accroissement de l'excitation fera naître un courant réactif en avance et la machine sera surexcitée. Tant que le couple sur l'arbre de la machine est constant, la puissance électrique de la machine fournie au réseau lors du fonctionnement en générateur

ou reçue lors du fonctionnement en moteur doit être constante. Mais puisque

$$UI\cos\varphi = \text{const} \quad \text{et} \quad U = \text{const},$$

lors de la variation de l'excitation la composante active du courant doit rester constante, donc la fin du vecteur $\dot{I}$ doit se déplacer suivant une droite perpendiculaire à $\dot{U}$ (fig. 16-28).

D'autre part, en divisant et en multipliant l'expression de la puissance par X on obtient

$$\frac{U}{X} XI\cos\varphi = \text{const},$$

d'où $XI \cos\varphi = \text{const}$; mais cette grandeur représente la perpendiculaire abaissée depuis la fin de $\dot{E}$ sur $\dot{U}'$. Puisque la longueur de cette perpendiculaire est constante, il en résulte que lors de la variation de l'excitation la fin du vecteur $\dot{E}$ se

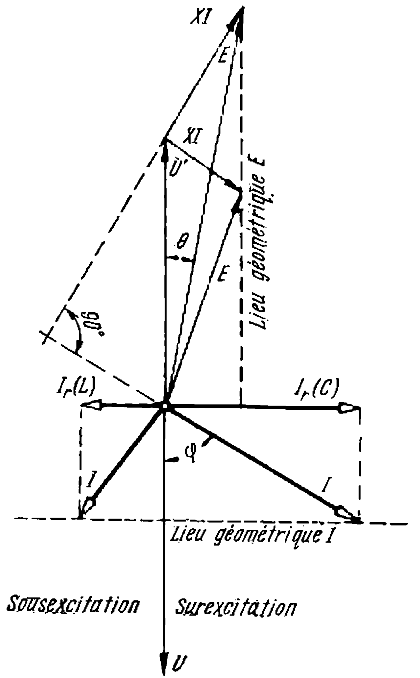


Fig. 16-29. Lieux géométriques des vecteurs $\dot{E}$ et $\dot{I}$ lors de la variation de l'excitation du moteur

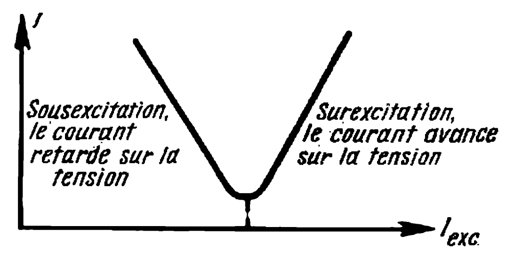


Fig. 16-30. Courbe en U : $I = F(I_{exc})$

déplacera sur la droite parallèle à $\dot{U}$ et se trouvant à une distance de $X\dot{I}\cos\varphi$ de cette dernière. C'est vrai pour un alternateur et pour un moteur (fig. 16-29).

Lorsque l'excitation varie, le courant I atteint son minimum pour $\varphi = 0$; c'est la condition de passage de la sous-excitation à la surexcitation. La caractéristique correspondante est en forme de U et on l'appelle généralement courbe en U (fig. 16-30).

Pour les installations industrielles la propriété qu'a un moteur synchrone de changer progressivement la valeur et la phase du courant réactif lors du réglage du courant continu d'excitation est

très précieuse. Cela permet de régler toujours le courant d'excitation du moteur de façon que $\cos\varphi = 1$ (fig. 16-31). Mais encore plus souvent on surexcite le moteur synchrone (fig. 16-32) pour qu'il joue le rôle d'une capacité et améliore le $\cos\varphi$ général de l'entreprise qui est abaissé par les courants inductifs des moteurs asynchrones. Conventionnellement on considère la puissance capacitive comme puissance réactive produite et la puissance inductive comme puissance réactive consommée. Conformément à cela un moteur synchrone surexcité est un *générateur de puissance réactive* et un moteur asynchrone est un consommateur de puissance réactive.

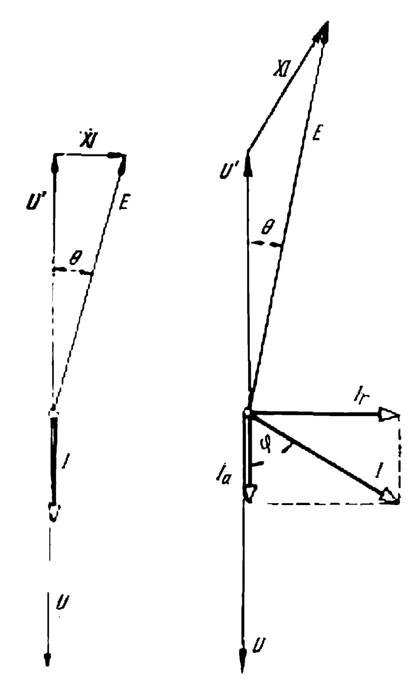


Fig. 16-31. Diagramme vectoriel d'un moteur synchrone pour $\cos\varphi = 1$

Fig. 16-32. Diagramme vectoriel d'un moteur synchrone surexcité

Les moteurs synchrones qui servent à améliorer le $\cos\varphi$ général sont construits pour une tension élevée (6 kV) et une forte puissance (de 100 kW et plus). Vu que l'enroulement statorique du moteur est prévu pour un certain courant $I = \sqrt{I_{\text{act}}^2 + I_{\text{réact}}^2}$, plus le moteur est chargé en courant actif I_{act}, moins il est possible de l'utiliser comme générateur de puissance réactive. Pour cette raison, lorsque le besoin de produire de la puissance réactive est suffisamment grand, on installe des *compensateurs synchrones*. Ce sont des moteurs synchrones marchant à vide et destinés seulement à produire de la puissance réactive. Ils sont de construction allégée car ils ne transmettent pas de couple moteur.

Les compensateurs synchrones de grande puissance sont utilisés également pour maintenir la tension constante en bout de ligne par le réglage du courant réactif. Lorsque la ligne est très chargée, le compensateur synchrone doit fournir de la puissance réactive (c'est-à-dire absorber un courant réactif capacitif) et, de cette façon, décharger la ligne du courant réactif inductif. Lorsque la ligne est faiblement chargée le compensateur doit absorber de la puissance réactive (du courant réactif inductif).

16-11. Caractéristique d'un moteur synchrone

Le moteur synchrone a une caractéristique mécanique rigide dite « fixe », car une variation de la charge mécanique sur l'arbre fait changer la position angulaire relative du rotor par rapport au champ magnétique résultant de la machine mais ne fait pas changer la vitesse de rotation du rotor:

$$N = \frac{60f}{p} = \text{const.}$$

Pour cette raison le moteur synchrone est utilisé seulement pour commander des machines dont la vitesse n'est pas réglée, par exemple des laminoirs continus non réglables, des compresseurs, des pompes à piston, des broyeurs de pierres, etc.

Une stabilité suffisante du moteur synchrone, c'est-à-dire un grand couple synchronisant ($\theta < 25 \div 20°$), est demandée pour des charges pulsatoires (par exemple un compresseur à piston) lorsque des variations instantanées de vitesse ont lieu.

En plus d'un grand $\cos \varphi$ et de la possibilité d'être surexcité le moteur synchrone, en comparaison avec le moteur asynchrone, présente l'avantage d'avoir des dimensions plus réduites: les dimensions d'une machine électrique sont déterminées par sa puissance apparente (c'est-à-dire par la tension et le courant) et non pas par la puissance active. Pour une puissance active égale la puissance apparente d'un moteur synchrone (absorbée du réseau) est inférieure, car le moteur est calculé en partant de l'idée que son $\cos \varphi$ est égal à l'unité. Dans un moteur asynchrone $\cos \varphi$ est toujours inférieur à l'unité et pour cette raison sa puissance apparente est plus grande. Etant donné que pour la même puissance active absorbée le courant statorique d'un moteur synchrone est inférieur, les pertes dans l'enroulement statorique d'un moteur synchrone sont inférieures et son rendement est supérieur à ceux d'un moteur asynchrone (de 1 à 3 % environ).

Les avantages indiqués d'un moteur synchrone sont d'autant plus grands que sa vitesse est inférieure et que sa puissance est plus grande; en effet, pour une diminution de la vitesse nominale d'un moteur asynchrone, son courant magnétisant augmente.

Enfin, un autre avantage du moteur synchrone est que son couple dépend] moins de la tension du réseau: dans un moteur synchrone le couple est proportionnel à la tension (16-13) tandis que dans un moteur asynchrone il est proportionnel au carré de la tension.

Le rapport du couple maximum d'un moteur synchrone au couple nominal, rapport qui détermine la possibilité de surcharge temporaire du moteur, dépend de la valeur de l'angle θ qui correspond

au couple nominal. Généralement ce rapport est égal à 2 ou à 3, mais on construit des moteurs spéciaux pour lesquels ce rapport est compris entre 3,5 et 4.

Finalement, le cos φ du moteur à excitation constante dépend de la charge; avec l'accroissement de la charge le champ d'induit augmente, ce qui provoque un déplacement du vecteur du courant en arrière par rapport à la tension. Il en résulte que si l'excitation du moteur a été réglée de façon qu'à vide le courant fut en phase avec la tension cos $\varphi = 1$, pour la pleine charge on aura cos $\varphi < 1$ (fig. 16-33, courbe *1*). D'autre part, si à pleine charge on a cos $\varphi = 1$ (courbe *2*), à charge plus faible on a un déphasage avant. Et finalement si à pleine charge le moteur est surexcité, par exemple cos $\varphi = 0{,}8$ avec un courant déphasé en avant, une diminution de la charge augmente rapidement ce déphasage en avant (fig. 16-33, courbe *3*).

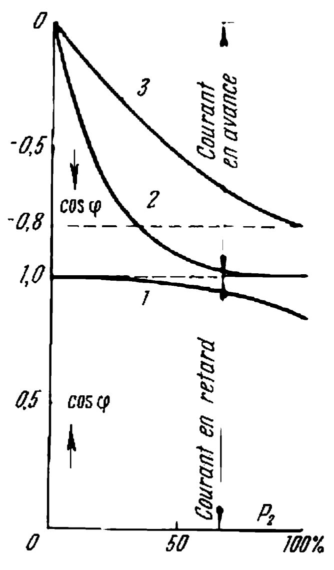


Fig. 16-33. Courbes du cos φ d'un moteur synchrone en fonction de la charge

Pour freiner rapidement un moteur synchrone son enroulement statorique est débranché du réseau et fermé sur une résistance. Dans ces conditions la machine fonctionne comme une génératrice autonome grâce à l'énergie cinétique. Le couple électromagnétique qui apparaît alors assure un fort *freinage dynamique* de la machine.

Le freinage des moteurs synchrones, analogue à celui des moteurs asynchrones, par contre-courant (§ 14-20) n'est pratiquement pas utilisé vu les forts appels du courant et la complication du système de commande.

Le remplacement d'une génératrice à courant continu, utilisée comme excitatrice, par un redresseur à semi-conducteurs de construction simple et de prix réduit contribuera à l'extension de l'emploi des moteurs synchrones.

Chapitre XVII

TUBES ÉLECTRONIQUES, TUBES À GAZ ET SEMI-CONDUCTEURS

17-1. Développement de l'électronique

L'électronique est une science qui étudie les principes de fonctionnement et l'utilisation des appareils fondés sur les phénomènes dus au passage du courant électrique dans le vide (tubes électroniques), dans des gaz raréfiés (tubes à gaz) et dans les semi-conducteurs électroniques. En particulier, l'énergétique utilise ces appareils pour transformer le courant alternatif en courant continu (redresseur) et pour transformer le courant continu en courant alternatif (onduleur), pour maintenir automatiquement constante la tension des générateurs, pour régler la vitesse des moteurs électriques, etc. L'électronique est la base de l'automatique moderne car elle a permis de résoudre, par les moyens relativement simples, des tâches compliquées de l'automatisation des procédés industriels grâce à l'exceptionnelle sensibilité propre de l'appareillage électronique, à l'inertie extrêmement faible de ces appareils et à la possibilité de mesurer et de contrôler non seulement les grandeurs électriques (tension, courant, fréquence, etc.) mais presque toutes les grandeurs non électriques (dimensions, distance, vitesse, pression, temps, intensité lumineuse, couleur, etc.). Il est impossible d'énumérer tous les problèmes qui sont résolus actuellement grâce à l'électronique.

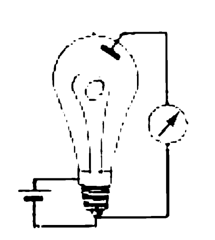


Fig. 17-1. Effet d'Edison

La naissance des lampes électroniques a été préparée avant tout par les sérieuses études du physicien russe A. Stolétov qui a été le premier à énoncer la loi de l'émission d'électrons par un corps chaud (1888-1890). Dans la lampe à incandescence T. Edison a décelé déjà en 1881 l'émission thermo-électronique : lors du branchement d'un galvanomètre entre le filament de chauffage et une électrode auxiliaire spécialement introduite dans la lampe (fig. 17-1), par le galvanomètre passe un faible courant dirigé (hors de la lampe) du filament vers l'électrode. Ce courant est dû au transport des électrons depuis le filament incandescent vers l'électrode froide.

L'invention de la radio par A. Popov fut un énorme stimulant apporté au développement de l'électronique. Les premières lampes à deux électrodes, détectrices pour récepteurs de T.S.F., ont été construites en 1904.

L'utilisation d'une grille a été un important perfectionnement des appareils électroniques: entre le filament incandescent (la cathode) et l'anode froide (la plaque) a été placée une troisième électrode appelée grille (1907). De faibles variations du potentiel de grille provoquent de fortes variations du flux d'électrons dans la lampe ainsi que du courant qui passe par la lampe. Ce perfectionnement a permis d'utiliser la lampe à trois électrodes d'abord comme amplificateur (1911), ensuite comme génératrice de courant alternatif (1913).

Vu le progrès exceptionnel de l'électronique dans le domaine des transmissions, on s'est intéressé à l'utilisation des principes de l'électronique dans l'énergétique. Le premier de ces appareils énergétiques fut le redresseur à vapeur de mercure permettant de transformer économiquement le courant alternatif en courant continu.

L'utilisation des phénomènes du courant électrique dans le gaz raréfié a permis de créer des appareils de type intermédiaire entre la lampe électronique et le redresseur à vapeur de mercure, c'est-à-dire des appareils à décharge dans le gaz avec cathode chaude (soupape à gaz) (1928). Ces appareils présentent les avantages d'une faible chute de tension dans le sens de passage du courant et la possibilité d'obtenir de forts courants.

L'utilisation d'une grille dans les tubes à gaz permet de régler la valeur moyenne du courant alternatif redressé, c'est-à-dire que le redressement peut être commandé. Sur ce principe est basé l'appareil à grille de commande appelé thyratron. Ensuite, on a utilisé la grille pour régler le courant de puissants redresseurs à vapeur de mercure.

Le développement des amplificateurs électroniques a permis d'utiliser pratiquement de nombreux phénomènes physiques déjà connus. L'utilisation en électronique du phénomène photo-électrique, c'est-à-dire de l'émission électronique à partir de métaux sous l'action de la lumière, découverte par A. Stolétov en 1885, était de grande importance. La première cellule photo-électrique a été construite par Stolétov lui-même; mais ces appareils n'ont été largement employés qu'en combinaison avec les lampes électroniques. Les cellules photo-électriques ont été utilisées d'abord pour le cinéma sonore et ensuite pour la solution des problèmes techniques les plus divers.

Dans les lampes électroniques on réalise la commande de l'intensité du flux électronique qui se déplace de la cathode vers l'anode.

De nombreux problèmes techniques importants peuvent être résolus grâce à l'utilisation du principe de l'action d'un champ électrique ou magnétique sur la *direction* du faisceau électronique (du flux concentré d'électrons) dans le vide ou dans un gaz raréfié. Ce principe est appliqué aux tubes cathodiques qui ont d'abord été utilisés dans les oscillographes, ensuite dans les appareils de télévision, dans les microscopes électroniques, dans les radars, etc.

Les appareils à semi-conducteurs sont basés sur des principes bien différents que les appareils électroniques et à gaz ; on y réalise la commande du courant passant par un milieu solide de structure complexe et possédant une grande résistivité. Mais les appareils à semi-conducteurs en somme remplissent les mêmes fonctions que les appareils électroniques et à gaz et pour cette raison on les considère généralement comme faisant partie du groupe d'appareils électroniques.

Dans les années 70 du XIXe siècle on a découvert l'effet de soupape des semi-conducteurs. Les propriétés de soupape des semi-conducteurs ont été utilisées par A. Popov pour la réception des signaux de T.S.F. En 1922, le physicien soviétique O. Lossev a utilisé des détecteurs à semi-conducteurs pour la production d'oscillations électriques. Sur la base de toutes ces recherches des appareils amplificateurs à semi-conducteurs ont été créés (1948), ce qui a contribué au développement et au perfectionnement des différents dispositifs à semi-conducteurs : perfectionnement des soupapes avec perspectives de les substituer à toutes les autres soupapes ; création de nouvelles cellules photo-électriques à rendement élevé (cellules photo-électriques utilisées dans les satellites artificiels soviétiques) ; mise au point des piles thermo-électriques à haut rendement, etc. L'utilisation des appareils à semi-conducteurs sur une grande échelle promet des changements radicaux dans la radiotechnique, l'électronique industrielle, la traction électrique, etc.

17-2. Classification des tubes à vide et à gaz

Nous avons indiqué plus haut quelques importants appareils électroniques et à gaz. Nous examinerons maintenant leur classification.

Ces tubes se caractérisent par l'existence du vide ou d'un gaz fortement raréfié entre les électrodes à l'intérieur d'une ampoule.

Pour créer un courant passant dans le tube il faut une source de particules chargées dans l'ampoule. Dans la plupart des cas cette source d'émission d'électrons est la cathode du tube. Pour obtenir des électrons libres sur la cathode on utilise : 1) l'émission thermo-électronique, lorsque la cathode est chauffée jusqu'à une température relativement élevée par le courant provenant d'une

source spéciale; 2) l'émission photo-électronique, lorsque la cathode émet des électrons sous l'action de la lumière; 3) l'émission électrostatique (auto-électronique), lorsque les électrons sont arrachés de la surface du corps sous l'action d'un champ électrique important (le mercure est le seul métal qui est largement utilisé comme cathode à émission électrostatique); 4) l'émission secondaire, libération d'électrons par le métal par suite des chocs des électrons possédant une grande énergie cinétique (effet dynatron), etc. D'après le type de cathode utilisée on distingue: des appareils à cathode chaude, des appareils à cathode froide, des appareils à cathode liquide (de mercure) et des appareils à photocathode.

Il faut préciser le principe de division des appareils en appareils électroniques et appareils ioniques. La dépression dans l'ampoule obtenue par les moyens dont dispose la technique du vide actuelle peut être très grande (10^{-7} à 10^{-8} mm de Hg), mais il reste encore dans l'ampoule une grande quantité de molécules de gaz (pour les dépressions indiquées il reste de 10^8 à 10^9 molécules par cm^3). Pour cette raison des collisions ont lieu entre les molécules et les électrons libres qui se déplacent de la cathode vers l'anode. Cependant, ces collisions sont relativement rares et c'est la longueur moyenne λ du parcours libre de l'électron entre deux collisions qui intéresse la technique du vide. Cette longueur est inversement proportionnelle à la pression du gaz. A la pression atmosphérique $\lambda \approx 6 \cdot 10^{-5}$ cm.

Si dans l'ampoule le vide est tellement grand que λ est de beaucoup supérieure à la distance entre les électrodes, les électrons se déplaceront de la cathode à l'anode presque sans collision avec les molécules du gaz, et le courant dans l'ampoule sera créé seulement par le mouvement des électrons; dans ce cas l'appareil est appelé *électronique*, à vide. Ces appareils se caractérisent par une grande résistance interne et ils laissent passer des courants relativement faibles, par contre ces courants sont faciles à contrôler par des champs électriques ou magnétiques.

Pour la classification des lampes électroniques qui sont les appareils électroniques les plus répandus, on se base sur le nombre d'électrodes. On appelle donc ces lampes: diodes, triodes, tétrodes, pentodes, hexodes et heptodes.

Si λ est inférieure à la distance entre les électrodes, une grande partie des électrons lors de leur mouvement entre en collision avec les molécules de gaz. Par suite de ces chocs certaines molécules perdent un électron: au lieu d'une molécule neutre se forme un électron libre et un ion positif, c'est-à-dire le gaz s'ionise. Les ions participent également à la formation du courant et leur présence provoque une diminution considérable de la résistance interne de l'appareil; pour cette raison ces appareils sont appelés *ioniques*.

17-3. Cathode thermo-électronique

Dans de nombreux appareils électroniques et ioniques le flux d'électrons libres dans l'ampoule est créé par l'émission thermo-électronique.

Les phénomènes de cette émission sont sur beaucoup de points analogues à ceux de l'évaporation. Dans le métal chauffé, en plus du mouvement désordonné des molécules et des atomes, il se produit un mouvement analogue des électrons libres. Mais pour s'échapper du métal les électrons doivent posséder une énergie cinétique relativement grande. En quittant le métal, l'électron lui enlève une charge négative ce qui est équivalent à l'apparition dans le métal d'une charge positive égale en valeur absolue (fig. 17-2). Cette dernière attirera l'électron vers le métal. En plus, une double couche électrique créée par les gaines électroniques de la couche superficielle des atomes s'oppose à l'échappement des électrons. L'énergie cinétique que l'électron doit perdre en traversant la surface du métal et en s'éloignant au-delà de la limite d'action de forces d'attraction, est appelée travail de sortie W_s. Ce travail est égal au produit de la charge de l'électron e par le potentiel de sortie φ :

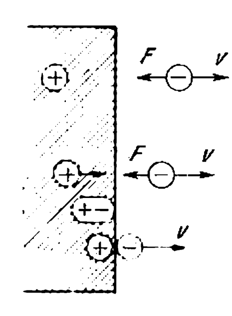


Fig. 17-2. Schéma d'interaction électrostatique des charges lorsque l'électron quitte le métal

$$W_s = e\varphi.$$

Ce travail exprimé généralement en électrons-volts dépend du matériau et de l'état de la surface de sortie. Par exemple pour le tungstène ce travail est égal à 4,52 éV, pour le thorium à 3,35 éV, pour le thorium sur tungstène à 2,63 éV, pour le nickel à 4,30 éV et pour le nickel couvert d'oxydes de baryum ou de strontium le travail de sortie n'est que de 0,5 à 1,5 éV. Pour que l'électron quitte le métal son énergie cinétique $\frac{mv^2}{2}$ doit être supérieure au travail de sortie. Si l'émission des électrons est provoquée par l'échauffement, plus le travail de sortie est petit, plus la température de chauffage est réduite, ce qui est très important pour les appareils électroniques.

La relation quantitative entre la densité δ du courant de l'émission thermo-électronique (à la surface du filament métallique chaud) et la température absolue T du métal est exprimée par l'équation de l'émission thermo-électronique

$$\delta = AT^2 e_n^{-\frac{e\varphi}{kT}} = AT^2 e_n^{-\frac{W}{kT}}, \qquad (17\text{-}1)$$

où A est une constante qui dépend du matériau du filament et qui est égale à 60 pour des matériaux purs ;
k une constante universelle de gaz ($8{,}36\cdot10^{-5}$ éV/degré).

Cette équation montre que l'émission thermo-électronique croît très rapidement avec la température et pour cette raison, pour obtenir une plus grande émission, il faut que la température de la cathode en fonctionnement soit élevée autant que possible.

Les cathodes en tungstène pur assurent une émission constante et sont utilisées dans les lampes puissantes et superpuissantes. Dans les lampes puissantes on utilise également des *cathodes carburées*

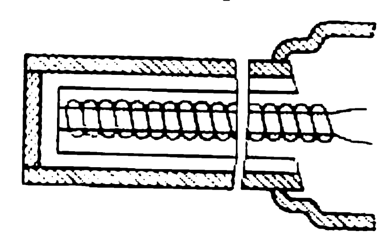


Fig. 17-3. Cathode à chauffage indirect

dont le filament en tungstène carburé est recouvert d'une couche monoatomique de thorium. Mais les plus répandues sont les *cathodes à oxydes* où sur la base métallique est porté un mélange d'oxydes de baryum, de strontium et de calcium.

Les qualités émissives d'une cathode sont caractérisées par l'émission spécifique et l'efficacité.

L'*émission spécifique* est déterminée par le courant émis (exprimé généralement en mA) par un centimètre carré de la surface active de la cathode.

L'*efficacité de la cathode* en mA par watt est définie comme étant le courant émis par watt de puissance dépensée pour chauffer la cathode. Pour une cathode en tungstène cette grandeur est de 2 à 16 mA/W, pour une cathode carburée elle est de 50 à 70 mA/W et pour une cathode oxydée de 60 à 100 mA/W.

Par leur construction les cathodes thermo-électroniques se divisent en cathodes à chauffage direct et en cathodes à chauffage indirect. Dans les premières le courant de chauffage passe directement par le corps de la cathode (filament ou ruban en métal pur ou en métal oxydé).

La *cathode à chauffage indirect* a été proposée par A. Tchernychev en 1918. Le filament qui réchauffe la cathode est placé à l'intérieur d'un cylindre en céramique ; sur ce dernier est placé un tube métallique à parois minces sur la surface extérieure duquel est placée la couche émettrice (fig. 17-3). L'alimentation d'une cathode à chauffa-

ge direct en courant alternatif provoquera une émission électronique pulsatoire, indésirable en de nombreux cas. Avec une cathode à chauffage indirect, grâce à sa grande inertie thermique, l'alimentation en courant alternatif ne provoque pas de pulsations d'émission. Mais pour la même raison après le branchement cette cathode doit être chauffée pendant 30 à 60 secondes.

17-4. Lampe à deux électrodes (diode)

Une diode munie d'une cathode à chauffage direct est la lampe électronique la plus simple. Elle comprend une ampoule en verre où règne un vide poussé ; dans cette ampoule sont placées une anode

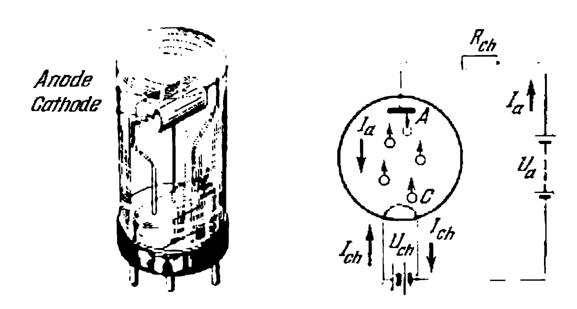


Fig. 17-4. Le mouvement des électrons et le sens conventionnel du courant dans un appareil électronique

(plaque) métallique, cylindrique ou plate, et une cathode sous forme d'un filament métallique chauffé par le courant I_{ch}.

La sortie de l'anode et les deux sorties de la cathode sont faites sous forme de broches montées dans le culot isolant de la lampe.

Le courant de chauffage I_{ch} est fourni par une petite batterie de chauffage U_{ch} (fig. 17-4). Sous l'action de la haute température, les électrons quittent la surface de la cathode métallique et viennent dans l'espace qui entoure le filament. Pour diriger les électrons émis vers l'anode, à l'intérieur de l'ampoule entre la cathode et l'anode est créé un champ électrique dont le vecteur d'intensité E est dirigé de l'anode vers la cathode. Ce champ est créé à l'aide de la batterie d'anode U_a dont le pôle négatif est connecté à la cathode chaude et le pôle positif à l'anode froide. Lorsqu'on intervertit les pôles de la batterie, les forces du champ électrique créé par la batterie tendront à faire revenir les électrons émis vers la cathode et aucun courant ne passera pas par la lampe. De cette façon, une lampe à vide à cathode thermo-électronique laisse passer le courant électrique seulement dans un sens, de l'anode froide à la cathode chaude (car

on admet que le sens du courant est inverse à celui du mouvement des électrons, des charges négatives). Ce fonctionnement en soupape de la diode, sa conductibilité à sens unique, est sa propriété la plus caractéristique.

Le courant qui passe de l'anode vers la cathode est appelé *courant anodique* I_a (à la différence du courant de chauffage), il dépend de la tension anodique U_a. Lorsque cette tension est relativement faible les électrons émis n'arrivent pas tous sur l'anode. Les électrons dans l'espace entre les électrodes forment la charge d'espace négative (« nuage électronique »). Cette charge d'espace tend à renvoyer vers la cathode les électrons émis avec une trop faible vitesse initiale. La charge d'espace crée près de la cathode un champ ralentisseur opposé au champ accélérateur de la tension anodique. Avec l'accroissement de la tension anodique le champ accélérateur augmente, ce qui provoque une augmentation du courant anodique, car la plupart des électrons émis par la cathode atteignent l'anode (fig. 17-5). L'accroissement du courant est limité par la valeur de l'émission thermo-électronique.

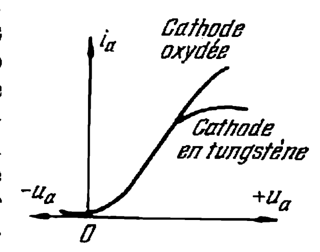


Fig. 17-5. Courbes caractéristiques du courant anodique en fonction de la tension anodique pour différents matériaux de la cathode

L'accroissement du courant anodique avec la tension doit s'arrêter lorsque tous les électrons émis par la cathode atteignent l'anode. Dans le circuit anodique s'établit un courant de saturation I_{sat} dont la valeur est déterminée par l'équation de l'émission thermo-électronique (17-1). L'accroissement du courant de chauffage I_{ch}, en élevant la température de la cathode, fait croître le courant de saturation.

Cependant, le phénomène de saturation se présente de façon très accusée seulement dans les lampes à cathode en tungstène. Dans les lampes à cathode à oxyde, les plus répandues, le phénomène de saturation est peu accusé. Ceci résulte de l'accroissement de l'émission qui a lieu dans les lampes à cathode à oxyde lors de l'accroissement de l'intensité du champ électrique près de la surface de la cathode.

Dans certains cas le fait que la diode laisse passer un certain courant très faible, lorsque $I_a = 0$, joue un rôle important. Ce courant est créé par les électrons dus à l'émission thermique dont l'énergie cinétique est suffisante pour atteindre l'anode. S'il est nécessaire de faire disparaître ce courant il faut appliquer aux électrodes de la diode une tension de blocage négative de l'ordre de $-0,5$ V.

Lors de l'accroissement du courant de chauffage l'émission thermo-électronique croît. Cependant, si l'on maintient la tension ano-

dique constante, pour une certaine valeur du courant de chauffage le phénomène de saturation commence, c'est-à-dire lorsque le courant de chauffage continue à augmenter, le courant anodique n'augmente presque pas. C'est le résultat de l'effet de la *charge d'espace*, phénomène qui joue un rôle important dans tous les appareils électroniques. Tant que la cathode n'émet pas d'électrons, le potentiel entre la cathode et l'anode varie à peu près de façon linéaire. Mais lorsque la cathode est chaude, entre la cathode et l'anode se déplacent un grand nombre de charges négatives électroniques (fig. 17-6). Ceci est

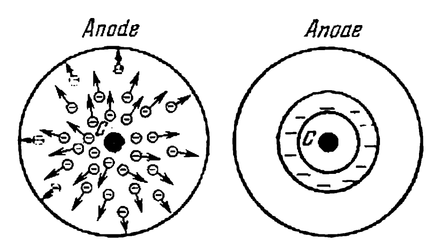


Fig. 17-6. Charge d'espace autour de la cathode

équivalent à la présence dans l'espace indiqué d'une charge d'espace immobile concentrée surtout au voisinage de la cathode, car la densité spatiale des électrons en mouvement y est plus grande. Une telle charge tend à repousser les électrons émis vers la cathode, c'est-à-dire qu'elle s'oppose aux forces du champ anodique. Pour une certaine émission, un équilibre entre ces forces s'établit et la charge d'espace s'oppose à l'accroissement du courant anodique.

La puissance maximum d'une diode, déterminée par le courant anodique maximum et la tension anodique maximum, est limitée par l'émission thermo-électronique de la cathode (par l'efficacité de la cathode), par la température maximum admissible des parois de l'ampoule qui s'échauffent fortement lorsque la lampe est en service et par la température maximum admissible de l'anode.

La température de l'anode s'élève surtout par suite du bombardement de l'anode par les électrons. Chaque seconde N électrons possédant chacun une masse m arrivent sur l'anode avec la vitesse v. La puissance instantanée dissipée sur l'anode sera donc $N\frac{mv^2}{2}$. Mais l'énergie cinétique d'un électron a été obtenue grâce au travail des forces du champ électrique, dû à la tension anodique, et est égale au produit de la charge de l'électron e par la tension anodique u_a (valeur instantanée), c'est-à-dire qu'on a

$$\frac{mv^2}{2} = eu_a, \qquad (17\text{-}2)$$

et puisque la charge passant par unité de temps détermine l'intensité du courant, on a $Ne = i_a$, égal à la valeur instantanée du courant anodique, d'où

$$N \frac{mv^2}{2} = Neu_a = i_a u_a = p_a, \qquad (17\text{-}3)$$

c'est-à-dire que sur l'anode est dissipée toute l'énergie fournie à la lampe par la source du courant anodique. Pour une température de régime, l'anode doit rendre toute cette énergie au milieu ambiant et pour cette raison plus le pouvoir émissif de l'anode est grand, plus basse est sa température de régime pour une puissance donnée ou plus grande est la puissance de la lampe pour une température donnée de l'anode. Pour cette raison, pour augmenter l'émission on noircit souvent l'anode ; en plus, les lampes puissantes sont munies de radiateurs spéciaux réunis à l'anode. Dans les lampes de réception on utilise pour la construction de l'anode le nickel et le fer, dans les lampes émettrices le molybdène, le tantale et le graphite. Les diodes d'une puissance relativement grande fonctionnant en redresseurs sont appelées *kénotrons*.

La tendance de réduire les dimensions des lampes électroniques conduit à ce qu'une grande quantité de chaleur est émise par unité de surface. Pour cette raison les ampoules de la plupart des lampes s'échauffent fortement. Cependant, pour éviter l'émission des gaz l'ampoule de verre ne doit pas être chauffée au-delà de 400° C.

La conductibilité des diodes dans un sens est utilisée surtout pour le redressement du courant alternatif et pour la détection.

La *détection* consiste à transformer des oscillations à l'aide d'une résistance non linéaire afin de séparer les oscillations porteuses et le signal modulant ; en particulier dans un récepteur radio, en détectant, on reproduit les oscillations de fréquence acoustique qui sont appliquées à un haut-parleur.

Le *redressement* est la transformation d'un courant alternatif en courant continu. Il est désirable alors d'utiliser les deux alternances du courant (voir § 10-8). Mais pour cela il faut deux diodes. La fig. 17-7 donne le schéma de principe de branchement de deux diodes avec une batterie de chauffage commune. Lors du redressement, la tension côté courant continu est pulsatoire et pour cette raison pour diminuer les ondulations on branche entre la charge *Ch* et les diodes un filtre de lissage comprenant une inductance et des capacités (§ 10-10). Cela permet d'obtenir aux bornes de la charge une tension pratiquement continue.

La chute de tension interne dans une lampe électronique est relativement grande. Une chute de tension considérable se produit également dans le filtre. Pour cette raison le rendement d'un redresseur à lampes n'est pas élevé mais dans la plupart des cas dans les

installations électroniques cela n'a pas de grande importance. Un tel redresseur est prévu pour des courants de l'ordre de quelques

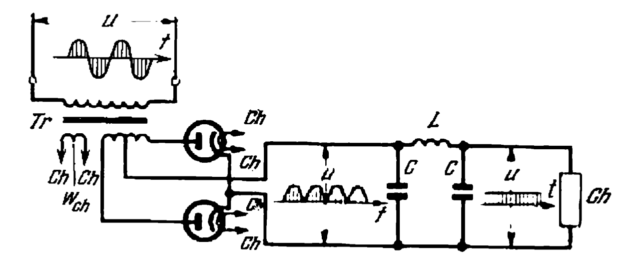


Fig. 17-7. Schéma de redressement de deux alternances du courant alternatif à l'aide de deux diodes

dizaines de mA. Les redresseurs à lampes de grande puissance sont utilisés pour des hautes tensions.

Lors du redressement du courant alternatif pendant l'alternance inverse, la diode doit supporter la valeur de crête de la tension alternative redressée. Pour cette raison la *tension* anodique *inverse* maximum que la diode peut supporter est une caractéristique importante.

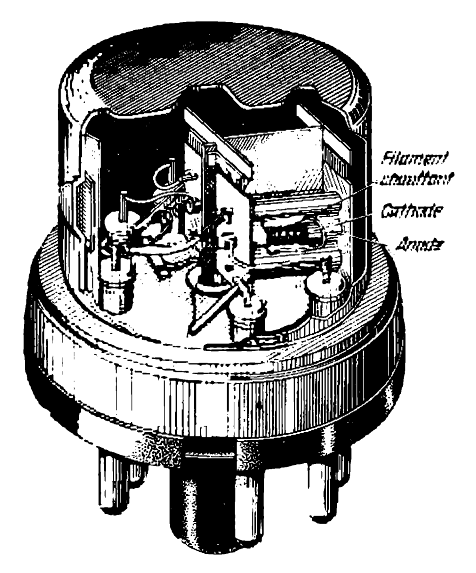


Fig. 17-8. Diode double métallique 6X6 (coupe partielle)

Les deux diodes nécessaires au redressement de deux alternances sont souvent remplacées pour les basses tensions par une double diode.

La fig. 17-8 montre une diode métallique 6X6 (le chiffre 6 indique la tension de chauffage, X signifie double diode, 6 est le numéro du type). Dans une ampoule commune sont placées deux diodes dont les filaments de chauffage sont en série. Ces diodes sont séparées par un écran métallique. Sur la fig. 17-8 on voit seulement une diode avec une coupe partielle de l'anode et de la cathode. Les sorties des électrodes isolées de la masse sont formées de broches métalliques montées dans le culot en matière plastique de la lampe.

La lampe présentée sur la fig. 17-8 est dotée de 7 broches disposées au sommet d'un octogone régulier (culot octal), un sommet étant laissé libre. Au centre du culot se trouve un ergot de guidage grâce auquel une seule position de la lampe dans son support est possible. La broche *1* voisine de l'ergot est connectée au corps de la lampe. Le *schéma de connexion* des différents éléments avec les broches a une grande importance pratique. Sur la fig. 17-9 sont indiqués deux modes de représentation du culot de la lampe 6X6. Le schéma

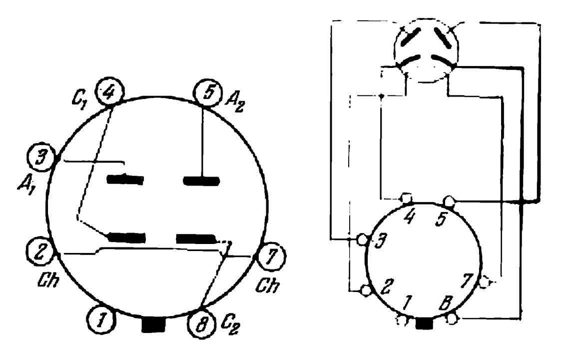


Fig. 17-9. Deux modes de représentation du culot de la diode 6X6

est présenté vu de la partie inférieure de la lampe. Les broches sont numérotées dans le sens des aiguilles d'une montre en commençant par celle qui est voisine de l'ergot.

Nous avons décrit en détail la construction d'une diode car cette construction est pratiquement la même pour toutes les lampes électroniques.

17-5. Paramètres d'une diode

La relation entre le courant et la tension anodiques d'une lampe électronique n'est pas linéaire. Dans certains cas il faut déterminer graphiquement la courbe du courant anodique en partant de la caractéristique de la diode et de la courbe de variation de la tension anodique dans le temps (fig. 17-10). Mais souvent, non seulement pour une diode mais aussi pour de nombreuses lampes électroniques les calculs peuvent être simplifiés en substituant dans les équations correspondantes certaines valeurs moyennes qui caractérisent la lampe électronique donnée et qui sont appelées ses paramètres. Un paramètre propre à toutes les lampes électroniques est la *pente de la caractéristique* S. C'est le rapport de la variation du courant i_m dans le circuit d'une électrode de la lampe à la variation de la tension u_n d'une autre électrode à condition que toutes les autres tensions de la lampe restent constantes, ou plus précisément c'est

le rapport des variations infiniment petites:

$$S_{mn}=\frac{\partial i_m}{\partial u_n}. \tag{17-4}$$

Pour la diode la pente de la caractéristique

$$S=\lim_{u_a\to 0}\frac{\Delta i_a}{\Delta u_a}=\frac{\partial i_a}{\partial u_a}$$

est identique à sa conductance dynamique. Plus la valeur S d'une diode est grande, plus petites sont la perte de tension et la puissance

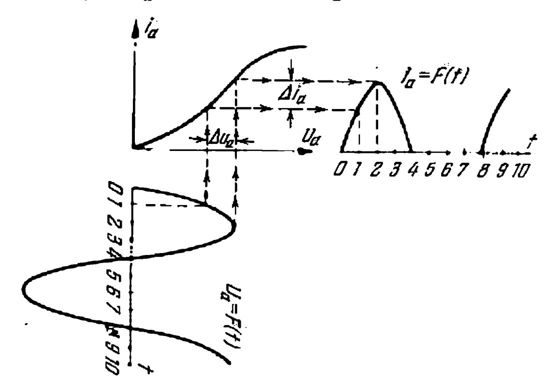


Fig. 17-10. Construction de la courbe de variation du courant anodique en fonction de la tension anodique

dissipée sur l'anode, c'est-à-dire plus la lampe est bonne.

La valeur inverse de la pente est sa *résistance dynamique interne*

$$R_i=\frac{1}{S}=\frac{du_a}{di_a} \tag{17-5}$$

appelée également résistance différentielle ou résistance en courant alternatif.

La dernière appellation explique bien le rôle de cette grandeur. Nous allons le montrer par les simples considérations suivantes: si dans le circuit anodique d'une diode on branche une source de tension continue U_0, et, en plus, une source de tension alternative relativement petite u, le rapport de l'amplitude de la tension alternative U_M à l'amplitude I_M de la composante alternative du courant anodique sera égal à R_i à condition que la caractéristique de la lampe puisse être considérée comme linéaire dans les limites étroites de variation de la tension alternative.

Dans un grand nombre de cas on peut considérer la caractéristique d'une diode comme droite (voir fig. 17-5), ce qui permet de considérer sa résistance dynamique R_i comme constante.

17-6. Lampe à trois électrodes (triode)

La découverte de la radio et le développement de la radiotechnique ont exigé la création d'un amplificateur parfait des signaux, sans inertie. La lampe électronique avec électrode de commande placée entre la cathode et l'anode est un amplificateur de ce genre. Dans les premiers modèles cette électrode avait la forme d'une grille métallique et pour cette raison on l'appelle toujours grille, bien que dans les lampes électroniques modernes la grille se fait généralement sous forme d'une spirale métallique entourant la cathode (fig. 17-11). Les extrémités de la spirale sont soudées aux fils d'entrée dont la position est fixée dans du verre ou dans un autre matériau isolant.

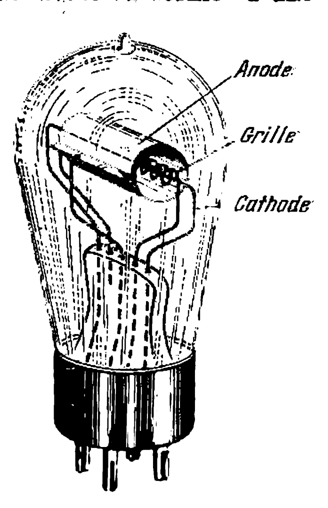


Fig. 17-11. Triode

Etant donné que la distance entre la grille et la cathode est de beaucoup inférieure à la distance entre l'anode et la cathode, une même tension appliquée entre la grille et la cathode ou entre l'anode et la cathode créera dans le premier cas près de la cathode un champ beaucoup plus intense. Cela permet, en variant faiblement la tension entre la grille et la cathode, de changer fortement la valeur du courant anodique.

La fig. 17-12 donne un tableau simplifié du champ de la triode dans les limites de deux spires de la grille et pour trois valeurs différentes de la tension de cette dernière. On y a tracé les lignes de surfaces équipotentielles, et les lignes de force du champ qui ne figurent pas sur le dessin sont dirigées perpendiculairement à ces lignes. Lorsque la grille a un certain potentiel négatif ($u_g < 0$) par rapport à la cathode, la lampe est bloquée (fig. 17-12, *a*): tous les électrons émis par la cathode sont repoussés par la grille vers la surface de la cathode. Même les électrons les plus rapides ne peuvent vaincre la barrière de potentiel créée par la charge négative de la grille. Avec l'élévation du potentiel de la grille cette barrière diminue et entre les fils de la grille peuvent passer des électrons à grande énergie initiale (fig. 17-12, *b*), et un faible courant anodique prend naissance.

Lorsque le potentiel de grille devient proche du zéro, entre les spires de celle-ci une voie devient libre même pour les électrons à faible vitesse initiale (fig. 17-12, *c*), et le courant anodique devient considérable.

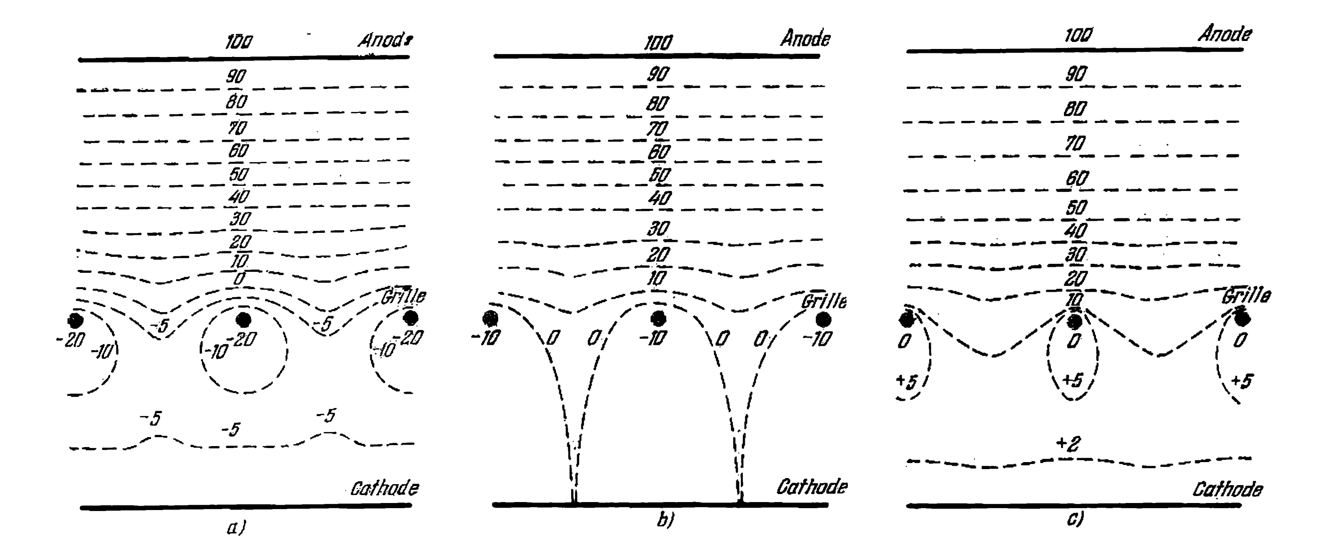


Fig. 17-12. Représentation du champ près de la cathode d'une triode pour différentes valeurs du potentiel de grille

Vu la présence de deux tensions u_a et u_g appliquées aux électrodes de la triode (en plus de la tension de chauffage), on peut tracer différentes *caractéristiques de la triode* représentant la courbe du courant d'une électrode en fonction de l'une des tensions, la deuxième tension restant constante. Pour cette raison les caractéristiques d'une triode se divisent en quatre groupes : caractéristiques du courant anodique en fonction de la tension anodique $i_a = f(u_a)$ (fig. 17-13); caractéristiques du courant de grille (fig. 17-13) en fonction de la tension anodique $i_g = F(u_a)$; caractéristiques du courant anodique en fonction de la tension de grille (fig. 17-14) $i_a = f'(u_g)$ et caractéristiques du courant de grille en fonction de la tension de grille (fig. 17-15) $i_g = F(u_g)$. La fig. 17-16 donne le schéma de montage des appareils utilisés pour relever les caractéristiques d'une triode. Toutes les caractéristiques sont tracées pour la tension de chauffage nominale. Pour ne pas endommager la lampe lors de l'expérience il faut tenir compte des

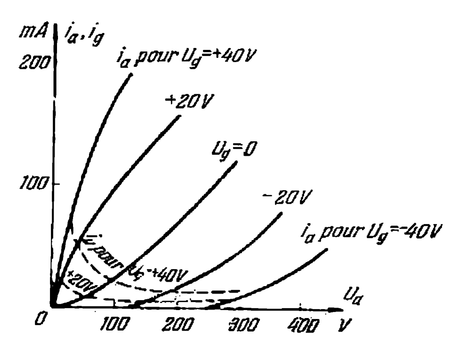


Fig. 17-13. Caractéristiques des courants anodique et de grille en fonction de la tension anodique

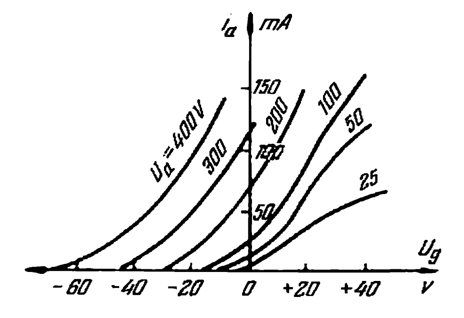


Fig. 17-14. Caractéristiques du courant anodique en fonction de la tension de grille

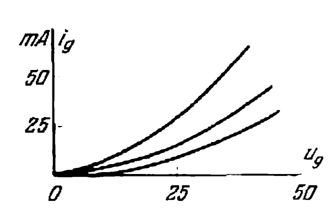


Fig. 17-15. Caractéristiques du courant de grille en fonction de la tension de grille

faits suivants : on ne doit pas dépasser la puissance maximum dissipée par l'anode de la lampe donnée ; lors du relèvement des caractéristiques dans la zone des tensions positives de grille, lorsque le courant de grille apparaît, la puissance que la grille peut dissiper sans surchauffe dangereuse est très réduite. Pour ces raisons, pour

relever rapidement les caractéristiques des lampes dans une large gamme on utilise souvent des dispositifs enregistreurs automatiques, en particulier l'oscillographe électronique.

La caractéristique $i_a = f(u_a)$ d'une triode est analogue à celle d'une diode, et une triode fonctionne généralement dans des conditions qui sont loin de celles de la saturation. L'élévation du

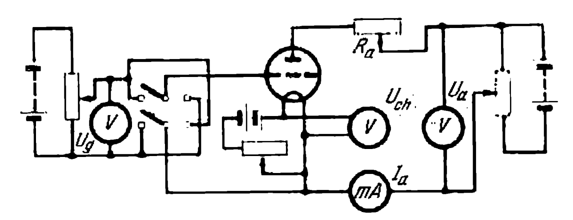


Fig. 17-16. Schéma de montage des appareils pour relever les caractéristiques d'une triode

potentiel positif de la grille, en augmentant le courant anodique, déplace la caractéristique vers la gauche et l'accroissement du potentiel *négatif* de la grille déplace la caractéristique vers la droite sans changer sa pente sauf dans la partie initiale. Mais pour un potentiel négatif de grille la courbe caractéristique prend son départ à un point qui ne se trouve pas à l'origine des coordonnées.

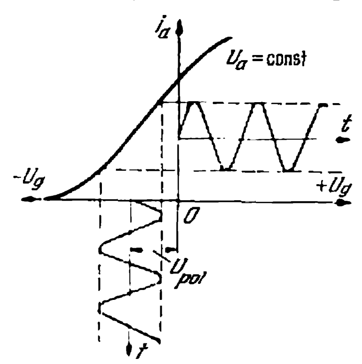


Fig. 17-17. Variations du courant anodique i_a provoquées par la variation de la tension de grille u_g avec une polarisation négative de grille U_{pol}

La caractéristique du courant anodique en fonction de la tension de grille d'une triode $i_a = f(u_g)$ est appelée simplement *caractéristique de grille*. Le point où la caractéristique $i_a = f(u_g)$ coupe l'axe de la tension est appelé *point de coupure* (de cut-off) et la tension correspondante est appelée *tension de coupure*.

En utilisant la caractéristique de grille on peut déterminer graphiquement les variations du courant anodique provoquées par la variation de la tension du signal u_g appliquée entre la grille et la cathode (fig. 17-17). Si on applique à la grille seulement la tension alternative du signal, le potentiel de la grille sera tantôt négatif, tantôt positif et dans ce dernier cas un courant de grille indésirable prendra naissance. En présence du courant de grille, la caractéristique de la lampe change par suite de la capture d'une partie des électrons du courant anodique par la grille, et la résistance d'entrée

de la lampe diminue, ce qui fait charger le circuit du signal. Pour que la lampe fonctionne à un potentiel négatif de grille on applique à cette dernière, en plus de la tension du signal, une petite tension continue de polarisation U_{pol} qui *polarise* négativement la grille (fig. 17-18). Grâce à cette polarisation le potentiel de grille, sous l'action de la tension du signal u_g, oscillera autour de la valeur de U_{pol} tout en restant constamment négatif (fig. 17-17).

Dans un grand nombre de schémas pour obtenir la polarisation de la grille on utilise, au lieu d'une source de courant spéciale, la chute de tension due à la composante continue du courant anodique

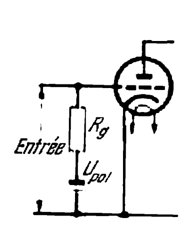


Fig. 17-18. Schéma de polarisation négative de la grille à l'aide d'une batterie de polarisation U_{pol}

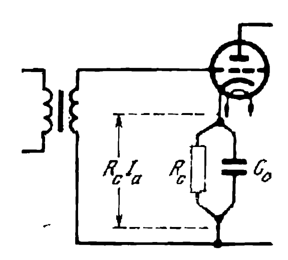


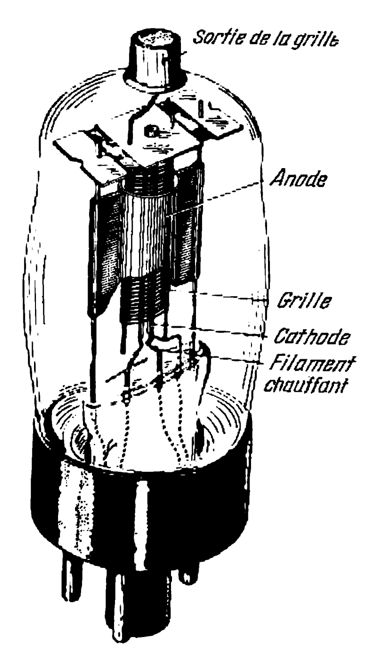
Fig. 17-19. Schéma de polarisation automatique $U_c = R_cI_a$

(fig. 17-19) dite *polarisation automatique*. Le condensateur C_c est destiné à faire passer la composante alternative du courant anodique hors de la résistance R_c et de cette façon à éliminer la naissance de la composante alternative de la tension de polarisation qui est indésirable.

Les caractéristiques de grille indiquées plus haut ont été obtenues pour une triode à tension anodique constante. De telles caractéristiques sont appelées *caractéristiques statiques*. Pratiquement les variations du courant anodique par suite de la chute de tension dans le circuit anodique provoquent des variations de la tension anodique. Les variations du courant anodique ont donc lieu avec une variation simultanée de la tension de grille et de la tension d'anode. Les caractéristiques qui tiennent compte de ces relations plus compliquées sont appelées *caractéristiques dynamiques*. Elles permettent de calculer de façon plus précise les courants et les tensions dans les circuits d'une lampe.

Les variations de la *tension de chauffage* d'une triode influent fortement sur les caractéristiques mais cette tension doit être maintenue constante et égale à la tension nominale. La diminution de cette tension rend le fonctionnement de la lampe plus mauvais, tandis que l'élévation de la tension réduit fortement la vie de la lampe.

Les triodes sont utilisées pour l'amplification des courants en basse fréquence, l'amplification de puissance en haute fréquence et comme lampe oscillatrice. La fig. 17-20, *a* montre (coupe partielle) une lampe à cathode à chauffage indirect 6C4C utilisée pour l'amplification en basse fréquence. La fig. 17-20, *b* montre aussi le culot de cette lampe. Comme dans la diode 6X6 (fig. 17-9) le culot est octal mais asymétrique; quatre sommets seulement de l'octogone sont utilisés. La grille de cette lampe a une sortie dans la partie supérieure de l'ampoule pour réduire les capacités internes.



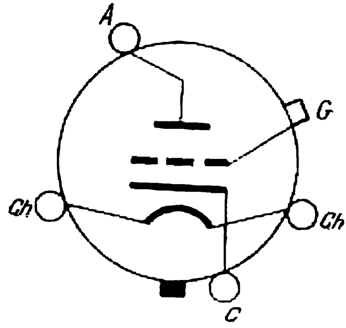


Fig. 17-20. La triode 6C4C vue en coupe partielle et son culot (certains détails ne sont pas représentés)

17-7. Paramètres d'une triode

En plus des tensions et du courant nominaux les grandeurs qui déterminent approximativement les possibilités d'utilisation d'une triode sont sa résistance interne R_i, la pente S de sa caractéristique et le coefficient d'amplification μ.

La *résistance interne* (dynamique) est déterminée par le rapport de la variation de la tension anodique à la variation correspondante du courant anodique, la tension de grille étant constante:

$$R_i = \left(\frac{du_a}{di_a}\right)_{u_g=\text{const}}. \qquad (17\text{-}6)$$

La résistance interne est exprimée par l'angle de la pente du courant de plaque en fonction de la tension de plaque de la caractéristique (fig. 17-21): $R_i = k_R \operatorname{tg} \alpha$.

On entend par *pente* d'une triode le rapport de la variation du courant de plaque à la variation correspondante de la tension de grille, la tension de plaque restant constante:

$$S = \left(\frac{di_a}{du_g}\right)_{u_a=\text{const}}. \qquad (17\text{-}7)$$

Ce coefficient est exprimé par l'angle de la pente de la caractéristique de grille (fig. 17-22):

$$S = k_S \operatorname{tg} \beta.$$

Enfin, le *facteur d'amplification* (statique) est très important, il est défini comme étant le rapport de la variation de la tension de

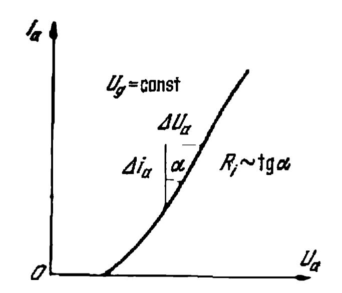


Fig. 17-21. Détermination de R_i en utilisant la caractéristique du courant d'anode en fonction de la tension anodique

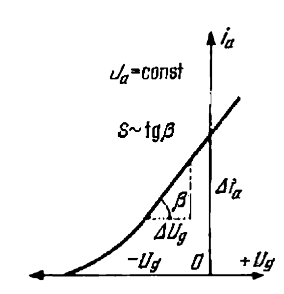


Fig. 17-22. Détermination de S en partant de la caractéristique grille-plaque

plaque à la variation de la tension de grille nécessaire pour que le courant de plaque reste constant:

$$\mu = -\left(\frac{du_a}{du_g}\right)_{i_a=\text{const}}. \tag{17-8}$$

En particulier, l'accroissement de la tension de plaque provoque l'accroissement du courant de plaque; pour réduire ce courant jusqu'à la valeur initiale il faut appliquer à la grille une tension négative plus grande en valeur absolue, c'est-à-dire faire baisser le potentiel de la grille.

Etant donné que pour conserver i_a constant, les variations de ∂u_a et de ∂u_g doivent toujours être de signes contraires, la dérivée a le signe moins.

Pour les triodes le facteur d'amplification est compris entre 4 et 100 en fonction de la destination de la lampe.

Il n'est pas difficile d'établir une liaison entre ces trois caractéristiques. Le courant de plaque est fonction de la tension de plaque et de la tension de grille: $i_a = F(u_a, u_g)$; il en résulte qu'on peut exprimer une variation du courant anodique par l'équation

$$di_a = \frac{\partial i_a}{\partial u_a} du_a + \frac{\partial i_a}{\partial u_g} du_g = \frac{1}{R_i} du_a + S\, du_g. \tag{17-9}$$

Cette expression est pratiquement le développement en série de la fonction $F(u_a, u_g)$ dans laquelle on ne tient compte que des deux premiers termes (les termes d'ordre supérieur sont omis).

Pour déterminer μ les tensions u_a et u_g doivent être prises de façon que le courant anodique reste constant $i_a = \text{const}$, ou que $di_a = 0$.

Une telle substitution donne

$$\frac{1}{R_i} du_a + S\, du_g = 0,$$

d'où

$$-\frac{du_a}{du_g} = \mu = R_i S. \qquad (17\text{-}10)$$

Il faut avoir en vue que les caractéristiques d'une triode dépendent pratiquement du régime de fonctionnement de la lampe et que les lampes de différents types et constructions ont divers degrés de constance des caractéristiques pour une variation du régime.

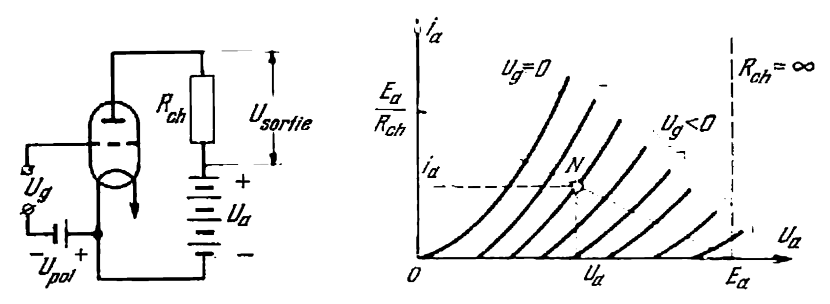


Fig. 17-23. Triode avec la charge R_{ch}

Fig. 17-24. Caractéristique de charge d'une triode

Les coefficients d'une triode changent d'une façon très accusée lorsque la grille est portée à un potentiel positif.

Prenons une lampe dont le circuit de plaque contient une certaine charge R_{ch} (fig. 17-23). En fonctionnement, ce sont les variations de la tension aux bornes de cette charge provoquées par les variations de la tension de grille qui importent pratiquement. Ces rapports sont déterminés par le *gain*

$$G = -\frac{du_{ch}}{du_g}.$$

Ce dernier peut être exprimé par le facteur d'amplification statique μ et les caractéristiques du circuit de la lampe. La composante alternative du courant de plaque est créée par la composante alternative de la tension anodique:

$$di_a = \frac{du_a}{R_i + R_{ch}}.$$

et puisque $du_a = -\mu\, du_g$, on a

$$di_a = -\mu \frac{du_g}{R_i + R_{ch}}.$$

La variation de la tension aux bornes de la charge

$$du_{ch} = R_{ch} di_a = -\mu \frac{R_{ch}}{R_i + R_{ch}} du_g,$$

d'où

$$G = \mu \frac{R_{ch}}{R_i + R_{ch}} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_{ch}}}. \qquad (17\text{-}11)$$

Le gain est inférieur au coefficient d'amplification statique par suite de la chute de tension à l'intérieur de la lampe, et pour cette raison lorsque $R_i = 0$ ou lorsque $R_{ch} = \infty$ on a l'égalité $G = \mu$.

La relation entre le courant I_a et la tension U_a est appelée *caractéristique de charge* de la triode. Elle est déterminée comme suit: la tension U_a, c'est-à-dire la tension entre l'anode et la cathode de la triode $U_a = E_a - R_{ch} I_a$ (fig. 17-23), d'où le courant anodique sera :

$$I_a = \frac{E_a}{R_{ch}} - \frac{U_a}{R_{ch}}. \qquad (17\text{-}12)$$

C'est l'équation d'une droite dans le système des coordonnées I_a, U_a. Une telle droite coupe l'axe des abscisses (fig. 17-24) en un point déterminé par la condition $I_a = 0$, c'est-à-dire lorsque $U_a = E_a$; c'est la condition d'une lampe bloquée.

La droite considérée coupe l'axe des ordonnées au point défini par la condition $U_a = 0$, c'est-à-dire lorsque $I_a = \frac{E_a}{R_{ch}}$.

L'angle d'inclinaison de la droite sur l'axe des abscisses est déterminé par la résistance de la charge R_{ch} dans le circuit anodique

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\frac{E_a}{R_{ch}}}{E_a} = \operatorname{arctg} \frac{1}{R_{ch}}.$$

Pour $R_{ch} = 0$ la caractéristique coïncide avec l'axe des abscisses et pour $R_{ch} = \infty$ elle est parallèle à l'axe des ordonnées.

On peut construire dans le même système de coordonnées un réseau de caractéristiques du courant anodique en fonction de la tension anodique (pour différentes tensions de grille). Les points d'intersection de ces caractéristiques avec la droite de charge détermineront les valeurs correspondantes du courant anodique, c'est-à-dire qu'ayant choisi une certaine résistance de charge et une certaine tension de grille on peut déterminer la valeur du courant et de la tension anodiques (point N sur la fig. 17-24).

17-8. Lampes à électrodes multiples

On peut agir sur le flux d'électrons qui se dirigent dans une lampe électronique de la cathode vers l'anode non seulement par la grille de commande mais aussi par des grilles auxiliaires à potentiel relativement constant. Une telle action complémentaire permet d'améliorer considérablement et de changer les caractéristiques de la lampe, mais les principes fondamentaux se rapportant à une triode restent valables pour la plupart des lampes à électrodes multiples.

La *tétrode* est une lampe à quatre électrodes dont deux grilles. Entre la grille de commande (qui joue le même rôle que dans une triode) et l'anode est placée une quatrième électrode, la *grille écran*. Cette grille entoure presque entièrement l'anode mais les ouvertures ménagées sont suffisamment grandes pour ne pas créer un grand obstacle mécanique sur le chemin du flux électronique.

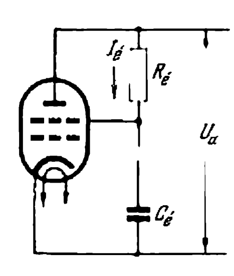


Fig. 17-25. Schéma de branchement de la grille écran d'une tétrode

La grille écran est branchée de façon qu'elle soit à un potentiel positif continu par rapport à la cathode (fig. 17-25); dans les conditions de travail normales ce potentiel est un peu inférieur au potentiel d'anode. Notons que l'action de la grille écran augmente l'intensité du champ près de la surface de la cathode car cette grille se trouve plus près de celle-ci que l'anode (toutes les autres conditions restant les mêmes). La présence de la grille écran fait donc croître le courant anodique de la lampe comparé au courant d'une triode. Cependant, une partie des électrons sont retenus en chemin allant de la cathode vers l'anode par la grille écran; le courant d'écran vaut environ 30 % du courant anodique. Mais l'essentiel, c'est que la deuxième grille forme écran, séparant la cathode de l'anode; aussi les variations de la tension anodique pour une tension constante de grille écran influent très peu sur le courant anodique, c'est-à-dire que par rapport à la triode il faut dans une tétrode une variation beaucoup plus grande de la tension anodique Δu_a pour provoquer une même variation du courant anodique Δi_a, or comme $\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = R_i$, il en résulte que la présence d'une grille écran chargée positivement fait croître considérablement la résistance interne (dynamique) de la lampe. Ce phénomène a pour résultat utile un grand accroissement du facteur d'amplification de la lampe, puisque $\mu = R_i S$.

Une autre considération est très importante: la grille écran est construite et est disposée de façon que son action réduit la capacité parasite existant entre l'anode et la grille de commande d'environ

1 000 fois, ce qui joue un grand rôle lorsque les lampes fonctionnent dans des circuits de haute fréquence.

La tétrode est donc plus avantageuse que la triode à plusieurs points de vue. Mais la tétrode possède un défaut important. Puisque i_a varie faiblement lors de la variation de u_a (les tensions appliquées à la grille écran et à la grille de commande étant constantes), la caractéristique $i_a = F(u_a)$ doit être à pente très douce (fig. 17-26) et tomber brusquement seulement lorsque u_a s'approche de zéro. La caractéristique réelle d'une tétrode $i_a = F(u_a)$ dans sa partie initiale sera de forme différente car dans nos raisonnements précédents

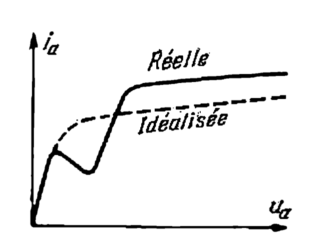


Fig. 17-26. Caractéristique $i_a = F(u_a)$ d'une tétrode

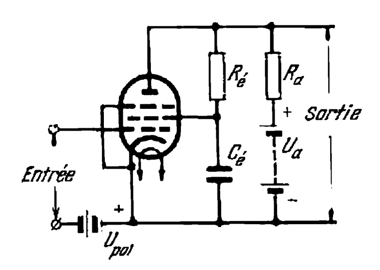


Fig. 17-27. Schéma de connexion d'une pentode

nous n'avons pas tenu compte du phénomène *d'émission secondaire* appelé également *effet dynatron.*

Ce phénomène provoque une chute particulière de la caractéristique qui correspond aux conditions où la tension d'anode est inférieure à celle de la grille écran (u_{g2}). Dans ces conditions les électrons secondaires, libérés de l'anode par suite des chocs des électrons venant de la cathode, sont dirigés vers la grille écran car son potentiel est supérieur à celui de l'anode. Ce mouvement des électrons secondaires dans le sens opposé à celui du mouvement du flux électronique principal est équivalent à un courant opposé au courant anodique. Il en résulte que dans certaines limites, lorsque $u_a < u_{g2}$, l'accroissement de la tension anodique provoque une diminution du courant anodique. La résistance interne qui correspond à cette partie tombante de la caractéristique est négative: $R_i < 0$. Lorsque le potentiel de l'anode devient supérieur à celui de la grille écran, les électrons secondaires arrachés de l'anode y retournent. Dans ces conditions l'accroissement de la tension anodique fait croître le courant anodique. La chute de la caractéristique rend difficile l'utilisation d'une tétrode.

Dans une *pentode* (lampe à cinq électrodes dont trois grilles) on utilise les avantages fournis par la grille écran et les défauts de la tétrode sont éliminés à l'aide d'une troisième grille (*grille d'arrêt*)

placée entre la grille écran et l'anode. Le potentiel de cette grille doit toujours être inférieur aux valeurs instantanées du potentiel de l'anode. En pratique on connecte cette grille à la cathode. Les électrons secondaires relativement lents libérés par l'anode sont alors repoussés par le champ de la grille d'arrêt et reviennent sur l'anode. En ce qui concerne les électrons émis par la cathode et ayant traversé la grille écran, l'action de la grille d'arrêt provoque une certaine variation de leur vitesse mais, en général, cette action est faible. La fig. 17-28 donne le courant de plaque en fonction de la tension d'anode d'une tétrode et d'une pentode.

Pour réduire la capacité anode-grille des pentodes, l'anode est souvent sortie par la partie supérieure de l'ampoule.

On peut prévenir la naissance du courant d'émission secondaire sans utiliser une grille d'arrêt. On emploie alors l'effet produit par

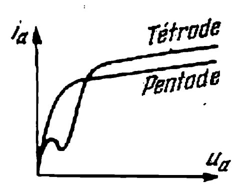


Fig. 17-28. Comparaison du courant anodique d'une tétrode et d'une pentode en fonction de la tension anodique

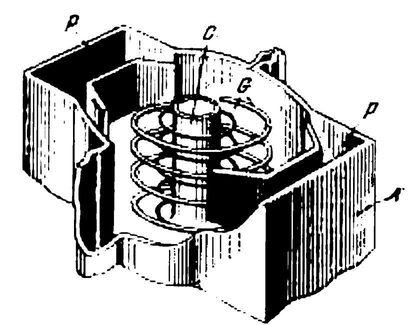


Fig. 17-29. Tétrode à faisceaux dirigés

une charge d'espace à l'intérieur de la lampe comme cela est réalisé dans les *tétrodes à faisceaux dirigés.* Dans ces lampes, pour créer un faisceau électronique dirigé, la grille de commande et la grille écran ont des spires de même pas et sont disposées de façon que les projections de leurs spires sur la cathode se confondent (fig. 17-29). Grâce à cette particularité le flux électronique n'est presque pas dispersé dans la direction de l'axe de la lampe. Pour serrer le faisceau électronique entre la deuxième grille et la cathode on place des plaques spéciales *P* reliées généralement à la cathode dans la lampe. Une grande densité de flux électronique crée dans l'espace grille écran et anode l'effet d'une charge d'espace négative suffisante pour repousser les électrons d'émission secondaire vers l'anode. Pour de faibles courants de service (inférieurs à 25 mA) cette charge est insuffisante et dans la caractéristique d'une tétrode à faisceaux une partie plongeante apparaît. Pour cette raison les tétrodes à faisceaux dirigés sont calculées pour travailler avec des courants de plaque relati-

vement grands et sont utilisées surtout comme amplificateurs de puissance.

Le facteur d'amplification des tétrodes et des pentodes dépasse celui des triodes des dizaines et même des centaines de fois.

Afin de réduire le nombre de lampes on utilise des lampes combinées, doubles (voir fig. 17-8).

On obtient une tension de grille écran constante en appliquant à cette grille la tension anodique par l'intermédiaire d'une résistance supplémentaire $R_{éc}$, d'où la tension de la grille écran sera:

$$U_{éc} = U_a - R_{éc} I_{éc}.$$

$I_{éc}$ est le courant de la grille écran.

Afin de stabiliser $U_{éc}$ on branche une capacité entre la grille écran et la cathode.

17-9. Tube à rayons cathodiques

On utilise dans cet appareil un flux électronique formant un *faisceau électronique* relativement étroit dont la longueur atteint quelques dizaines de centimètres. Dans l'ampoule du tube où règne le vide on commande la *direction* du faisceau électronique en agissant sur lui par des champs électriques ou magnétiques *. Notons à titre de comparaison que dans les lampes électroniques le flux d'électrons a une section transversale relativement grande et une faible longueur (de l'ordre de quelques mm), et la commande consiste surtout à agir sur l'intensité du flux électronique.

Le flux électronique est pratiquement une partie mobile, sans inertie, du tube cathodique qui permet d'observer et de photographier des phénomènes rapides ou de commuter sans inertie des circuits électriques. Parmi les appareils dans lesquels le tube cathodique sert à assurer le premier but (fig. 17-30), il faut classer l'oscilloscope et l'oscillographe électroniques (§ 18-6), tandis que le deuxième but est assuré par le commutateur cathodique.

Les principaux éléments d'un tube à rayons cathodiques sont: un dispositif servant à créer un faisceau électronique dirigé (ce dispositif est parfois appelé *canon électronique*), un dispositif électrostatique ou magnétique de déviation et enfin un écran luminescent, ou collecteur, disposé dans la partie élargie du tube.

Dans le canon électronique l'élément chauffant ayant la forme d'une spirale métallique bifilaire est placé à l'intérieur d'un gobelet en nickel de la cathode duquel il est isolé par de la céramique. Une couche émettrice est placée sur la surface de la cathode.

* Dans le tube cathodique, en plus de la commande de la direction du faisceau, on commande également son intensité (téléviseur).

Sur le chemin parcouru par le faisceau d'électrons le long du tube sont placées trois électrodes en forme de gobelets avec trou au centre de leur face. La première d'entre elles, l'électrode de modulation C, joue le rôle de grille de commande d'une lampe électronique et sert à agir sur l'intensité du faisceau. Le potentiel de l'électrode de commande par rapport à la cathode peut être positif ou négatif et atteindre la valeur de quelques dizaines de volts. L'électrode suivante, la première anode A_1 ou l'électrode accélératrice, a par rapport à la cathode un potentiel positif de l'ordre de 200 volts et même plus. Enfin, la dernière électrode du canon à électrons, la seconde anode A_2 ou l'électrode de focalisation a un potentiel encore plus élevé

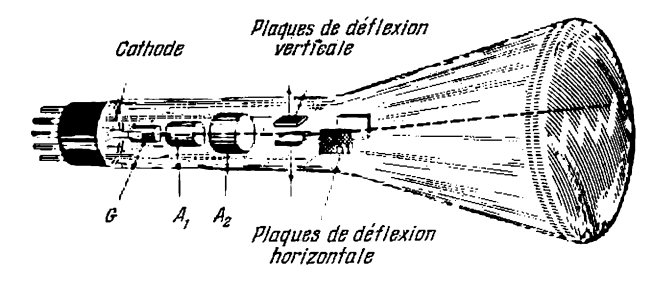


Fig. 17-30. Tube cathodique avec écran

de l'ordre de 8 000 V à 10 000 V (dans les tubes de haute tension).

La *focalisation* de la tache lumineuse sur l'écran du tube est généralement réalisée par réglage de la tension de l'anode A_2. Dans la plupart des cas le canon électronique est beaucoup plus compliqué car il est doté de plusieurs électrodes auxiliaires, par exemple l'anode A_1 est munie de plusieurs diaphragmes, pour améliorer la focalisation du flux d'électrons.

Le flux électronique, en partant du canon, entre sous forme d'un faisceau étroit dans la partie du tube où est assurée la déviation. Là le faisceau est soumis à l'action d'un champ de déviation électrique dont l'intensité est proportionnelle à la tension étudiée (déviation électrostatique) ou à l'action d'un champ de déviation magnétique dont l'induction est proportionnelle au courant étudié (déviation magnétique).

Sous sa forme la plus simple la *déviation électrostatique* est réalisée à l'aide de la tension appliquée à deux plaques parallèles placées à l'intérieur du tube. L'une de ces plaques est généralement mise à la terre. En même temps on met à la terre la seconde anode (fig. 17-31) afin de prévenir la formation entre cette dernière et les plaques de déviation d'un champ électrique soumis à une forte distorsion.

Le déplacement du spot sur l'écran est proportionnel à la tension de déviation car le champ entre les plaques est pratiquement uniforme. La déviation en millimètres qui correspond à la tension de déviation d'un volt est appelée *sensibilité de déviation en tension* S_u du tube cathodique.

La *déviation magnétique* est créée par les bobines placées à l'extérieur du tube (fig. 17-32) et donnant naissance dans l'espace de

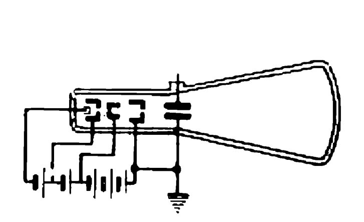


Fig. 17-31. Schéma de mise à la terre des électrodes d'un tube cathodique

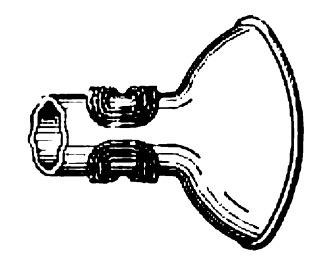


Fig. 17-32. Les bobines de déviation magnétique d'un tube électronique

déviation du tube à un champ magnétique relativement uniforme. La déviation est proportionnelle au courant qui parcourt les bobines déviatrices.

On appelle *sensibilité de déviation en courant* S_i d'un tube cathodique la déviation en mm qui correspond à un courant de déviation de 1 mA. On peut modifier cette sensibilité dans une large gamme en changeant les bobines déviatrices.

La sensibilité diminue avec l'élévation de la tension anodique et la luminosité du spot sur l'écran augmente alors ; autrement dit la déviation dépend de la vitesse des électrons dans le champ de déviation et les électrons lents sont déviés davantage ; d'autre part, l'énergie de ces électrons peut être insuffisante pour obtenir un spot suffisamment brillant sur l'écran. On élimine ce défaut dans certains tubes en créant un champ assurant une accélération supplémentaire des électrons après leur passage par le champ déviateur. Le champ accélérateur est créé à l'aide d'une électrode annulaire placée directement sur la surface intérieure du tube au voisinage même de l'écran. On applique à cette électrode une tension (jusqu'à 15 kV) de beaucoup supérieure à la tension de la deuxième anode. De cette façon on augmente la luminosité sans diminuer notablement la sensibilité.

L'action d'un seul champ déviateur provoque la déviation du faisceau dans un seul plan et sur l'écran le spot fournit une image sous forme d'une droite (dans des tubes spéciaux sous forme d'un cercle). Pour pouvoir observer sur l'écran la variation de la gran-

deur à étudier en fonction d'une certaine variable indépendante (par exemple du temps) il faut imprimer au faisceau une déviation dans le plan perpendiculaire au plan de la première déviation. Cette déviation doit être proportionnelle à la variable indépendante (au temps). Une telle déviation est appelée *balayage*. Il agit sur le faisceau électronique à peu près de la même façon que, comme dans un oscillographe magnéto-électrique, la rotation synchrone d'un polyèdre de miroirs agit sur un faisceau lumineux (fig. 12-53). Le balayage est créé par l'action sur le faisceau électronique du deuxième champ déviateur électrique ou magnétique. Le plus simple est le balayage électrostatique pour lequel le tube est doté d'une deuxième paire de plaques déviatrices perpendiculaires à la première paire et entre lesquelles se forme le champ de balayage électrostatique.

Le bombardement de l'écran situé dans la partie élargie du tube par un flux d'électrons libres provoque une luminescence cathodique* de la substance qui recouvre l'écran. En fonction de la destination du dispositif dont fait partie le tube à rayons cathodiques, le luminophore qui recouvre l'écran doit répondre à des exigences différentes. Pour les écrans des tubes cathodiques destinés aux appareils de mesure il est désirable d'avoir une substance luminescente avec le maximum spectral voisin du domaine de la sensibilité spectrale maximum de l'œil. L'orthosilicate de zinc (villémite) répond bien à ces exigences.

La persistance d'écran doit être autant que possible minimum dans les oscillographes, tandis que pour les radars on utilise des substances luminescentes avec une persistance de l'ordre de 10 minutes et même plus.

17-10. Diode à gaz

Les tubes à vide ont une forte chute de tension et laissent passer une intensité réduite par suite de la grande résistance interne. On peut diminuer cette résistance en introduisant dans l'ampoule de la vapeur de mercure (appareil de grande puissance) ou un gaz inerte (dans les appareils de moyenne et de faible puissance).

La diode à gaz (fig. 17-33) est une soupape à deux électrodes à anode froide *2* (en graphite ou métallique) et cathode *1* à chauffage indirect alimentée par une source indépendante et entourée d'un écran thermique *3*. L'ampoule *4* de la diode dans laquelle on a fait le vide aussi poussé que possible est remplie de vapeur de mercure ou d'un gaz inerte (la pression de la vapeur de mercure est de l'ordre 0,1 de Hg, la pression du gaz est comprise entre 0,15 et 0,5 mm de Hg).

---

* Le terme *luminescence cathodique* précise que la lueur prend naissance sous le choc des électrons libres et non pas des ions positifs.

La diode à gaz est utilisée comme soupape de puissance. Les électrons émis par la cathode chaude ionisent les molécules du gaz dans l'ampoule en créant des électrons secondaires et des ions positifs. Le gaz dans l'ampoule se trouve fortement ionisé et forme un *plasma gazeux*. Dans ce dernier les concentrations moyennes des particules chargées positivement ou négativement sont les mêmes, par conséquent la charge d'espace est absente. L'état du plasma de gaz dans les appareils ioniques est maintenu grâce au champ accélérateur électrique créé par la tension anodique. Lorsque le plasma se trouve dans cet état relativement stable, l'espace qu'il occupe à l'intérieur de l'appareil est analogue à un bon conducteur, ce qui provoque une chute de tension très faible dans les limites de l'espace indiqué.

Il en résulte que dans les appareils ioniques la chute de tension principale (15 à 20 volts) correspond à l'espace au voisinage de la cathode et est due à l'ionisation primaire.

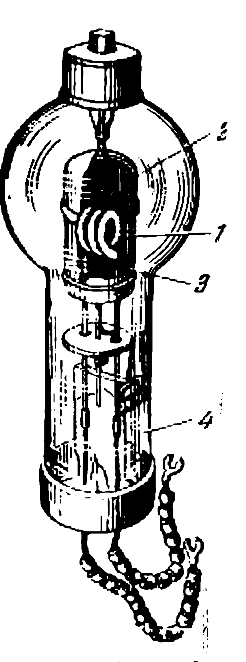


Fig. 17-33. Diode à gaz du type ВГ-236 (tension d'allumage en retour 7 kV; courant redressé 1,3 A; courant du réchauffeur de la cathode 20 A; la tension de chauffage 2,5 V)

Dans la soupape ionique circule un courant relativement fort créé grâce à l'émission de la cathode et pour cette raison la cathode d'une diode à gaz doit assurer une émission beaucoup plus forte que les cathodes des lampes à vide. Cependant, avant de brancher une soupape ionique sous tension, il faut chauffer sa cathode jusqu'à la température de service normale. Par suite de la masse considérable de la cathode l'échauffement dure environ une minute dans les petites diodes et jusqu'à 20 minutes dans les grandes. Si on met sous tension une soupape ionique dont la cathode n'a pas été chauffée, la chute de tension y sera trop grande d'où les ions positifs naissant dans le gaz détruiront par leurs chocs la couche superficielle oxydée de la cathode et elle perdra une grande partie de sa capacité d'émission. Le courant de chauffage des cathodes à chauffage indirect des diodes à gaz est compris entre 4 et 50 A, la tension de chauffage étant de 2,5 à 5 V. La valeur moyenne du courant redressé par les diodes à gaz est de 0,4 à 35 A pour une tension inverse maximum comprise entre 2 et 10 kV.

17-11. Thyratron

La soupape ionique sert seulement à redresser le courant; cependant, dans certains cas il est désirable de pouvoir agir sur le courant passant par l'appareil. En munissant la diode à gaz d'une grille on obtient un thyratron dont le schéma est indiqué fig. 17-34. Les phénomènes dont le thyratron est l'objet lors de son fonctionnement ne diffèrent pas de ceux qui se passent dans une soupape ionique, seule l'action de la grille sur la décharge présente un élément nouveau. A la différence de la grille d'une lampe électronique celle du thyratron ne peut pas régler de façon continue le courant anodique. Elle ne peut qu'arrêter la naissance d'une décharge en arc dans un thyratron mais si cette décharge a commencé, la grille n'est plus capable de contrôler le courant passant par le thyratron. Si on applique entre la cathode et l'anode une tension constante et si on applique à la grille un potentiel négatif (fig. 17-35), la tension négative de la grille U_g peut bloquer le thyratron de la même façon que pour une lampe électronique; les électrons libres de l'émission thermo-électronique seront repoussés par la grille vers la cathode et le gaz dans l'ampoule ne sera pas ionisé. La diminution du potentiel négatif de la grille augmentera proportionnellement le flux électronique passant vers l'anode. La marche de la courbe $i_a = f(u_g)$ sera dans cette partie la même que pour une lampe électronique.

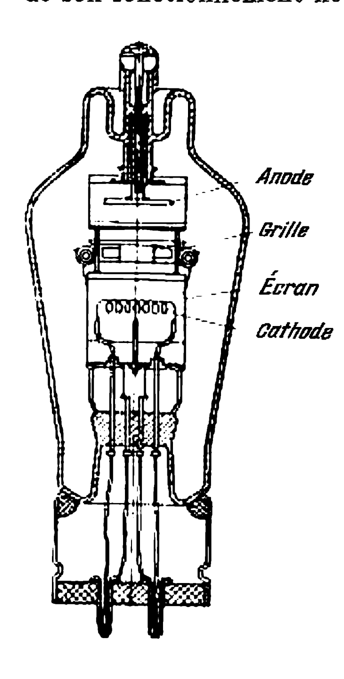


Fig. 17-34. Thyratron

Lorsque la tension de grille atteint la valeur de U_{cr} (point Z), le courant anodique commence à croître rapidement et passe directement de quelques fractions de mA à plusieurs ampères. Au lieu d'un courant électronique une décharge en arc apparaît dans l'ampoule.

La décharge étant amorcée, la grille perd son pouvoir de commande. Elle s'entoure en effet d'une gaine d'ions positifs, plus ou moins nombreux suivant la valeur de son potentiel; la charge positive de cette gaine neutralise l'action du potentiel négatif de la grille, ce qui permet aux électrons de passer librement par la grille. Et les variations du potentiel grille n'influent plus sur le courant anodique. Il en résulte que la grille du thyratron ne peut pas être utilisée pour amplifier les oscillations.

Si on applique entre l'anode et la cathode une tension alternative, c'est-à-dire si on hranche le thyratron comme une soupape, il

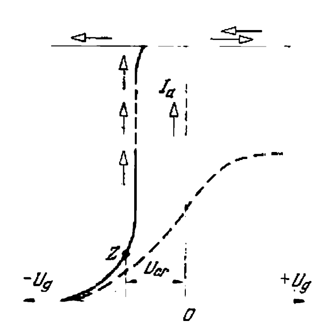


Fig. 17-35. Courbes du courant anodique en fonction de la tension de grille dans une triode (en pointillé) et dans un thyratron

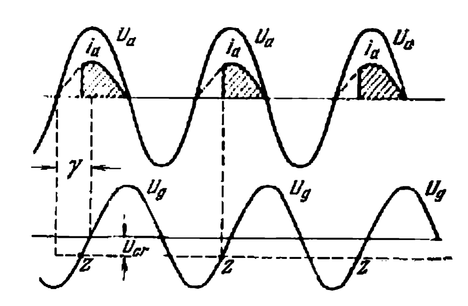


Fig. 17-36. L'instant de l'allumage d'un thyratron est fonction de la phase de sa tension de grille

s'éteindra à la fin de chaque demi-période du courant alternatif. Appliquons maintenant à la grille une tension alternative déphasée par rapport à la tension anodique d'un certain angle γ (fig. 17-36). Le thyratron s'amorcera seulement à l'instant où la tension de la grille sera supérieure à la valeur de U_{cr}; à ces instants le thyratron s'amorcera et fonctionnera jusqu'à la fin de l'alternance. De cette façon, le changement de la phase de la tension de grille du thyratron permet de régler la valeur moyenne du courant redressé et de la tension redressée. Le réglage de la phase de la tension de grille est réalisé de différentes manières, par exemple à l'aide d'un changeur de phase (fig. 17-37) ou d'un régulateur de phase.

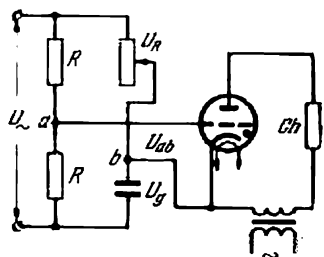


Fig. 17-37. Schéma d'un changeur de phase pour variation du potentiel de grille d'un thyratron

Vu que le thyratron peut laisser passer des courants assez forts il est largement utilisé dans différents dispositifs de commande, en automatique, en télémécanique, etc.

Comme la soupape ionique, le thyratron demande que sa cathode soit chauffée préalablement avant le branchement.

17-12. Principe de fonctionnement d'un redresseur à vapeur de mercure

Par le principe de son fonctionnement le redresseur à vapeur de mercure a beaucoup de points communs avec la soupape ionique. La différence essentielle est ici que l'on utilise le mercure comme cathode dont l'émission électrostatique crée un arc dans l'ampoule. Cet arc lors du fonctionnement du redresseur se déplace dans l'espace de l'ampoule et sert de système de commutation pratiquement sans inertie qui redresse le courant alternatif (fig. 17-38).

Le redresseur à vapeur de mercure le plus simple est le redresseur monophasé à ampoule de verre (fig. 17-39). Les phénomènes qui y ont lieu ne diffèrent pas en principe de ceux que l'on constate dans les redresseurs plus puissants. Cet appareil comprend une ampoule de verre B où le vide atteint environ 0,01 mm de Hg. Dans l'ampoule sont soudées deux anodes de fer ou de graphite A_1 et A_2 connectées aux deux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur Tr. La partie inférieure de l'ampoule est remplie de mercure qui joue le rôle de la cathode C. Dans le mercure se trouve un disque métallique qui le relie au circuit extérieur par l'intermédiaire d'une tige métallique soudée dans le verre. La cathode sert de pôle positif du circuit de courant redressé et le point milieu de l'enroulement du transformateur sert de pôle négatif. De cette façon la charge que le redresseur alimente en courant continu est branchée entre la cathode C et le point milieu de l'enroulement secondaire du transformateur Tr.

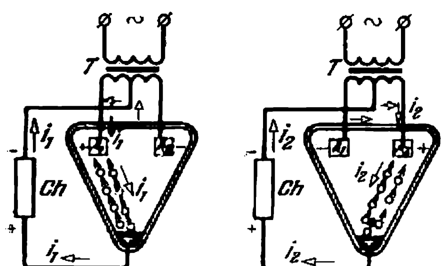


Fig. 17-38. Schéma de l'action de l'arc dans le ballon d'un redresseur à vapeur de mercure

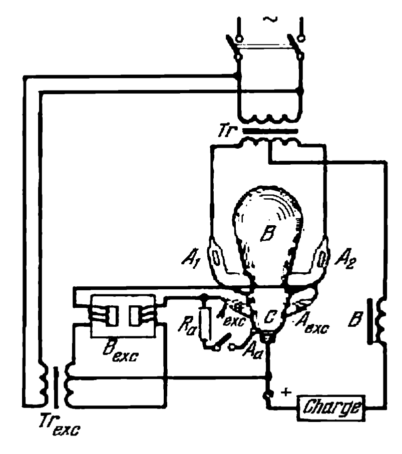


Fig. 17-39. Schéma d'un redresseur à vapeur de mercure monophasé à ampoule de verre

Pendant une alternance de la tension alternative l'anode A_1 sera par rapport à la cathode à un potentiel positif tandis que l'anode A_2 sera à un potentiel négatif. Lorsque la tension du transformateur

change, les potentiels des anodes changeront également: après une alternance A_1 se trouve à un potentiel négatif et l'anode A_2 à un potentiel positif. Pendant le fonctionnement du redresseur sur la surface du mercure de la cathode se forme une tache cathodique où se vaporise le mercure et où naissent les électrons qui maintiennent l'arc dans l'ampoule du redresseur.

Les électrons qui quittent la surface de la cathode se dirigent vers l'anode qui à l'instant donné est à un potentiel positif. Sur leur chemin ces électrons entrent en collision avec des molécules de la vapeur de mercure et les ionisent, c'est-à-dire que ces molécules perdent des électrons devenant ainsi des ions positifs. Ces derniers se déplacent vers la cathode et y créent des conditions nécessaires pour maintenir la tache cathodique.

L'arc contourne les anodes et le courant est envoyé tantôt par une moitié, tantôt par une autre moitié de l'enroulement du transformateur, mais le sens du courant entre la borne de la cathode et le point milieu de l'enroulement secondaire du transformateur reste le même, et c'est le courant redressé qui y passe.

Le phénomène de décharge ayant lieu dans la soupape est une décharge autonome dans la vapeur de mercure. Une décharge autonome est caractérisée par ce que les électrons libres et les ions, nécessaires pour maintenir la décharge, apparaissent de façon continue sur la cathode et dans l'espace entre les électrodes par suite du phénomène de décharge lui-même.

Afin de réduire les ondulations du courant redressé une bobine de réactance D dont la force électromotrice d'auto-induction s'oppose aux variations du courant redressé, est branchée en série avec la charge.

17-13. Amorçage et excitation d'un redresseur à vapeur de mercure

Lorsqu'on met en circuit un redresseur, l'ampoule ne contient pas d'électrons libres ni d'ions, donc le courant ne passe pas. Pour provoquer la formation d'une tache cathodique émettant des électrons il faut « amorcer » le redresseur. A cette fin le redresseur considéré (fig. 17-39) est doté d'une anode d'allumage A_a qui présente un appendice rempli de mercure dans la partie inférieure de l'ampoule avec une électrode soudée. L'anode d'allumage est connectée par la résistance R_a à un petit transformateur auxiliaire Tr_{exc}. Pour mettre en marche le redresseur on met sous tension le transformateur Tr_{exc}; ensuite en inclinant légèrement l'ampoule à gauche et en fermant l'interrupteur on crée un pont de mercure entre l'anode d'allumage A_a et la cathode C. Ce pont de mercure ferme le circuit d'une moitié de l'enroulement du transformateur Tr_{exc} et un faible courant prend naissance. Ensuite on fait revenir l'ampoule dans

la position verticale, le pont de mercure y est coupé et forme un arc électrique qui se termine à la surface de mercure par une petite tache cathodique. Cette tache émet des électrons de façon énergique; les électrons émis se dirigent vers celle des anodes principales (ou anodes d'excitation A_{exc}) qui à l'instant donné est à un potentiel positif. Ainsi un arc apparaît entre la cathode et l'une des anodes et le redresseur commence à fonctionner.

L'existence d'une tache cathodique est la condition nécessaire pour la formation d'une décharge dans le redresseur. Lors de la diminution de la charge dans le circuit à courant continu du redresseur le flux d'ions diminue, la tache cathodique s'éteint et la décharge en arc s'arrête. L'expérience prouve que pour maintenir la tache cathodique il faut un courant de 3 à 5 ampères, au moins. Si la tache cathodique s'éteint il faut, pour rétablir la décharge lors du branchement de la charge, répéter l'opération d'amorçage du redresseur.

Pour prévenir l'extinction du redresseur lors d'une faible charge on le dote d'un circuit d'excitation spécial. Dans l'ampoule sont introduites deux anodes d'excitation A_{exc} que l'on connecte au transformateur d'excitation Tr_{exc} qui fournit une tension relativement petite (fig. 17-39). Le point milieu de ce transformateur est relié à la cathode de l'ampoule et de cette façon est créé un redresseur auxiliaire fermé par deux enroulements de la bobine de réactance B_{exc}.

Entre les anodes auxiliaires et le mercure de la cathode apparaît un arc d'excitation qui fonctionne indépendamment de la charge du redresseur. Il forme une tache cathodique qui assure l'amorçage de l'arc principal du redresseur (entre les anodes A_1, A_2 et la cathode) quelle que soit la charge du côté du courant continu. Par raison d'économie le circuit d'excitation peut être débranché par l'interrupteur si la charge du côté du courant continu est suffisamment grande et constante.

17-14. Redresseurs polyphasés

Pour un redressement polyphasé les ondulations du courant redressé sont très réduites (§ 10-10) et la composante alternative du courant redressé est petite. Pour cette raison les redresseurs à vapeur de mercure de puissance plus ou moins grande sont triphasés ou hexaphasés.

Pour alimenter un redresseur à vapeur de mercure triphasé il faut un transformateur triphasé dont les enroulements secondaires sont branchés en étoile (fig. 17-40); le point neutre de ce montage en étoile sert de pôle négatif du côté du courant continu du redresseur. Dans ces conditions l'arc dans l'ampoule réunira toujours la cathode à l'électrode qui au moment donné a le potentiel le plus

élevé. Les anodes laissent passer le courant à tour de rôle jusqu'au moment où la courbe de tension de l'anode donnée coupe la courbe de tension de l'anode suivante (fig. 17-40); l'arc passe alors sur cette anode qui est la suivante dans l'ordre de succession des phases. La tension de la phase du transformateur qui fonctionne à l'instant donné détermine la tension du redresseur du côté du courant continu et, par suite, le courant redressé.

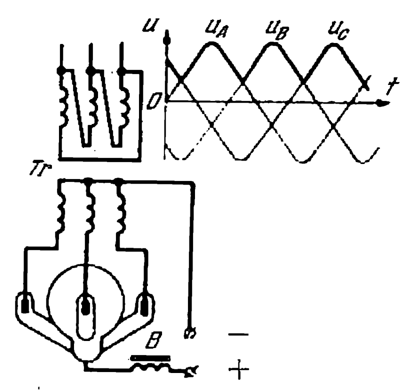


Fig. 17-40. Redresseur à vapeur de mercure triphasé: schéma de montage avec transformateur et courbe de tension

De cette façon, l'arc dans le redresseur passe continuellement d'une anode à l'autre, pour ainsi dire en tournant avec la tache cathodique comme point d'appui et en décrivant un cône renversé complet pendant une période du courant alternatif.

Pour améliorer le redressement les redresseurs puissants sont hexaphasés et pour leur alimentation on transforme le système triphasé en hexaphasé à l'aide d'un transformateur triphasé doté de six enroulements secondaires (fig. 17-41).

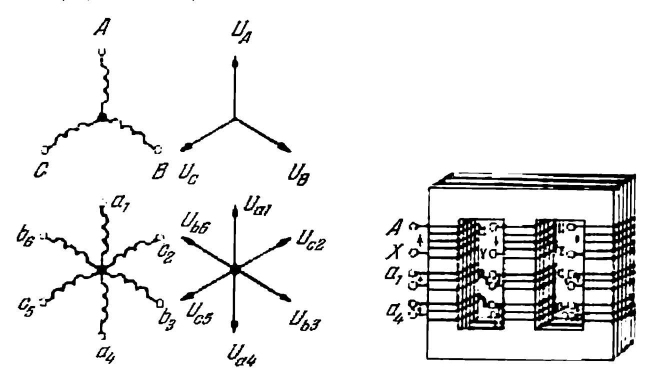


Fig. 17-41. Schéma d'aménagement et diagramme vectoriel d'un transformateur prévu pour transformer un système triphasé en un système hexaphasé

Lors du redressement polyphasé, la courbe du courant redressé est aplanie par une inductance branchée du côté du courant continu de façon à devenir pratiquement droite. Le courant dans chacun des enroulements secondaires du transformateur circulera non pas

pendant toute la période du courant alternatif mais seulement pendant un temps $\frac{T}{m}$ ce qui correspond à l'angle de phase $\frac{2\pi}{m}$, m étant le nombre de phases de l'enroulement secondaire du transformateur. Il en

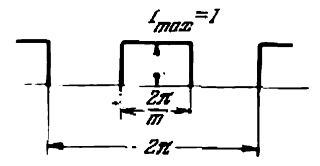


Fig. 17-42. Courbe simplifiée du courant de l'enroulement secondaire d'un transformateur

résulte que le courant dans l'enroulement secondaire du transformateur changera suivant une courbe rectangulaire indiquée fig. 17-42 et sa valeur efficace sera :

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_M^2 \frac{2\pi}{m}} = \frac{I_M}{\sqrt{m}} = \frac{I_-}{\sqrt{m}}.$$

17-15. Redresseur à enveloppe métallique

La fragilité de l'ampoule de verre a obligé les constructeurs à la remplacer et à construire des redresseurs à enveloppe métalliques, surtout pour de grandes puissances. Les redresseurs de ce type sont actuellement utilisés pour alimenter en courant continu presque tous les chemins de fer électrifiés de l'Union Soviétique, les tramways, les trolleybus, le métropolitain, etc. La fig. 17-43 présente un tel redresseur.

La fig. 17-44 indique le schéma d'un redresseur à enveloppe métallique. Un récipient en acier *1* dans lequel le vide a été fait est entouré d'une enveloppe en tôle d'acier, et dans l'interstice entre l'enveloppe et le récipient circule l'eau de refroidissement. La cathode *3* comprend un gobelet métallique dans lequel on a versé du mercure. Le gobelet est isolé du récipient sous vide par un anneau en porcelaine. Au gobelet est connecté un câble servant de pôle positif à la charge extérieure. On prend environ 1,4 à 2,5 kg de mercure pour chaque centaine d'ampères de courant redressé. La quantité de mercure par ampère est d'autant plus petite que le redresseur est plus puissant. Dans le récipient sous vide, le mercure réchauffé dans la région de la tache cathodique forme une quantité de vapeur beaucoup plus grande que celle nécessaire au fonctionnement normal de l'installation. Pour diminuer la vaporisation du mercure on fait passer par le fond double de la cathode de l'eau de refroidissement. Les anodes (sur le schéma on n'a représenté que l'anode principale *2* des six existantes) sont fabriquées en fer ou en graphite et leurs entrées sont isolées du corps du récipient. Elles sont entourées

Fig. 17-43. Redresseur à enveloppe métallique

1 — corps sous vide; *2* — anode principale; *3* — tube de vide avec robinet; *4* — pompe à mercure; *5* — réservoir de prévide; *6* — pompe de prévide; *7* — isolateur d'appui

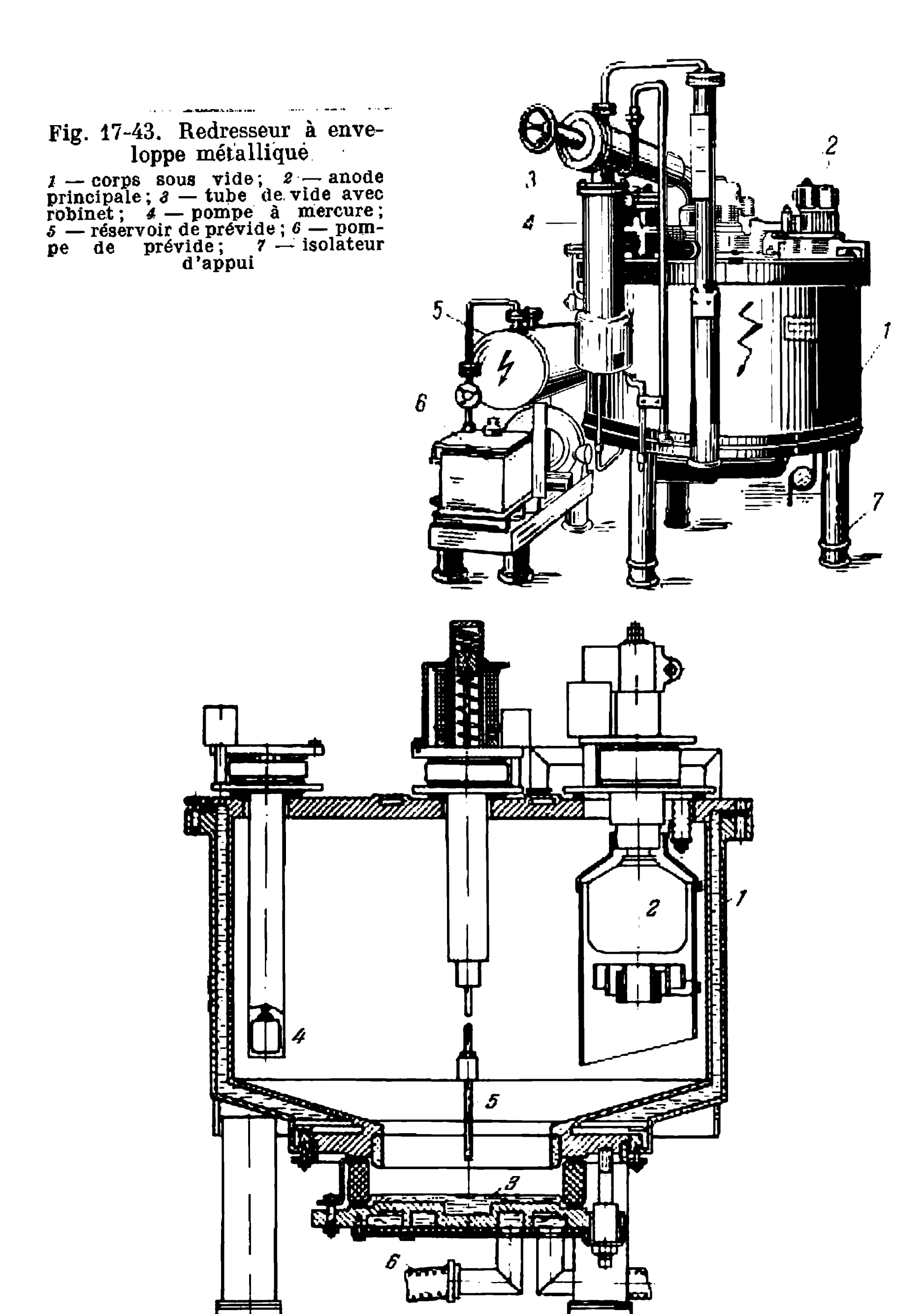


Fig. 17-44. Schéma d'un redresseur à enveloppe métallique

chacune d'un manchon métallique qui est un cylindre isolé de l'anode et du corps. Les manchons protègent l'anode des gouttes de mercure tombant d'en haut, des flux d'ions des anodes voisines et de l'action directe de la vapeur de mercure de la cathode. Cette protection est nécessaire pour prévenir la panne principale du redresseur à vapeur de mercure: la naissance de la tache cathodique sur l'anode et la formation d'un arc dirigé vers la cathode ou vers l'une des autres anodes qui à l'instant donné sont positives. C'est l'*allumage en retour*. Dans ces conditions l'enroulement secondaire du transformateur se trouve court-circuité par l'arc des anodes fonctionnant simultanément et puis le redressement est perturbé.

Lors du fonctionnement les anodes se chauffent assez fortement; pour améliorer l'évacuation de la chaleur leurs extrémités se trouvant à l'extérieur sont munies de refroidisseurs. L'excitation d'un redresseur à enveloppe métallique se fait de la même façon que pour un redresseur en verre, à l'aide des anodes d'excitation *4* alimentées par un petit transformateur d'excitation. L'allumage des redresseurs métalliques est différent de celui des redresseurs en verre. L'anode d'allumage *5* est mobile et normalement elle est maintenue par un ressort à quelques centimètres de la surface de mercure. Pour allumer l'arc du redresseur il suffit de plonger l'anode pour un instant dans le mercure. Cette action est réalisée par les méthodes les plus diverses.

La fig. 17-44 présente schématiquement le dispositif suivant: une aiguille en tungstène réfractaire est fixée à l'extrémité d'une longue tige en acier suspendue à un ressort et dotée dans sa partie supérieure d'un noyau en acier. Le cylindre étroit dans lequel est suspendu ce noyau est entouré dans sa partie inférieure par une bobine reliée par un interrupteur de démarrage au transformateur. En fermant pour quelques instants cet interrupteur le noyau pénètre dans la bobine et l'anode plonge dans le mercure; le circuit du courant alimenté par une moitié de l'enroulement du transformateur d'excitation est alors fermé. Lors du débranchement de la bobine le ressort fait monter l'anode *5* et lors de la coupure du circuit entre cette anode et la surface du mercure apparaît une étincelle; cela suffit pour amorcer l'arc d'excitation et ensuite l'arc principal du redresseur. Un tel mode d'allumage est utilisé également dans les constructions récentes de redresseurs en verre.

Le vide est maintenu dans le récipient à l'aide d'un système comprenant une pompe à mercure (vide poussé) qui évacue le gaz dans le réservoir de prévide; ensuite la pompe à huile en débitant dans l'atmosphère maintient le vide dans le réservoir (fig. 17-43). Un tel système est utilisé parce qu'une pompe à huile ne peut pas assurer un vide poussé, tandis que la pompe à mercure pour vide poussé ne peut pas surmonter la pression atmosphérique. Dans la

pompe à mercure la vapeur de mercure réchauffé électriquement capte par ses molécules lourdes les molécules du gaz et les pousse dans le réservoir de prévide où la pression ne doit pas dépasser 1 mm de Hg. Dans le cas contraire la pompe à mercure ne pourra pas fonctionner. La dépression dans le réservoir de prévide est maintenue à l'aide d'une pompe à huile actionnée par un moteur électrique de 0,3 à 0,5 kW. La pompe à mercure fonctionne de façon continue, tandis que la pompe à huile est mise en marche plusieurs fois par jour pour la durée de 20 minutes environ.

L'arc d'un redresseur à vapeur de mercure provoque une chute de tension de l'ordre de 12 à 25 V. Avec l'accroissement du courant de charge cette chute de tension augmente relativement lentement

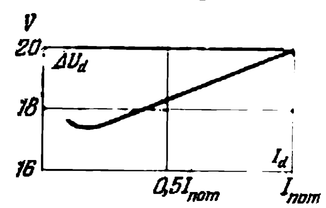


Fig. 17-45. Courbe de la chute de tension dans l'arc d'un redresseur à vapeur de mercure en fonction du courant

(fig. 17-45). Il en résulte une faible variation du rendement en fonction de la charge; le rendement d'un redresseur à vapeur de mercure baisse considérablement seulement lorsque la charge est inférieure à 25 % de la valeur nominale, surtout sous l'influence des pertes constantes dans le circuit auxiliaire du redresseur. Il faut se rappeler qu'un redresseur à vapeur de mercure est un ensemble comprenant une soupape et un transformateur et pour cette raison son rendement global est égal au produit du rendement de la soupape par celui du transformateur. En plus, le rendement des redresseurs puissants baisse par suite de la puissance consommée par des dispositifs auxiliaires: circuit d'excitation, ventilateur de refroidissement, pompes servant à assurer le vide, etc. Cependant, le rendement global s'avère très haut et atteint 95 %. Pour les redresseurs de grande puissance et de haute tension il atteint même 99 %.

La chute de tension dans un redresseur à vapeur de mercure dépend peu de la tension nominale du redresseur et puisque la perte de puissance est proportionnelle à la chute de tension, un redresseur à vapeur de mercure a un rendement d'autant plus haut que la tension de l'appareil est plus élevée.

Comparé à une commutatrice, un redresseur à vapeur de mercure a un rendement plus élevé (sauf les redresseurs de basse tension). Le redresseur a encore d'autres avantages: faible poids et encombrement réduit, il n'a pas besoin de fondations spéciales, ne provoque

pas de bruit ou de vibrations, les dépenses d'exploitation sont plus réduites, lors de la mise en marche il ne doit pas être mis au synchronisme et en cas de surcharge il ne décroche pas. Un redresseur coûte un peu moins cher qu'une commutatrice. Pour cette raison les redresseurs à vapeur de mercure ont remplacé les commutatrices dans les sous-stations.

17-16. Ignitron

L'ignitron est une version du redresseur à vapeur de mercure. C'est un appareil monophasé doté d'un ballon en verre ou en métal (fig. 17-46) où on a réalisé un vide poussé. L'ignitron possède une seule anode et tant que cette anode est à un potentiel positif, un arc existe entre elle et la cathode de mercure ; à la fin de l'alternance positive l'arc s'éteint et se rétablit au commencement de l'alternance positive suivante. L'arc s'amorce grâce à un *igniteur* spécial fixe plongé dans le mercure de la cathode. Cet igniteur (fig. 17-47) est fabriqué en matériau semi-conducteur, carbure de silicium auquel on a ajouté de la silice. Le mercure ne mouille pas l'igniteur et le long de sa surface de contact avec le mercure apparaît un champ électrique de grande intensité. Une étincelle prend naissance, se transforme

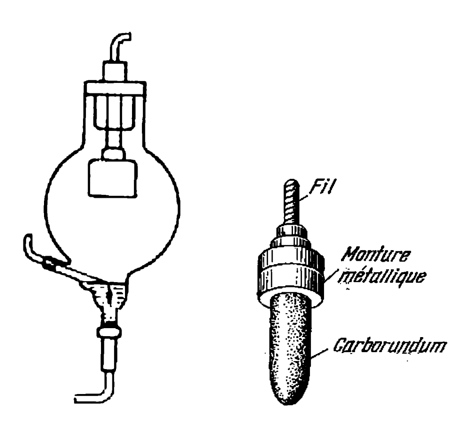
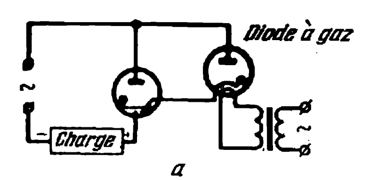


Fig. 17-46. Ignitron à ballon de verre

Fig. 17-47. Igniteur au carborundum



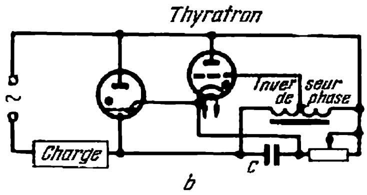


Fig. 17-48. Schéma d'un ignitron:
a — avec diode à gaz dans la branche de l'igniteur ; *b* — avec thyratron dans la branche d'allumage et contrôle de phases

en un arc et à la surface du mercure, autour de l'igniteur, se forme une tache claire. Ensuite l'arc de l'igniteur se transforme en arc entre l'anode et la cathode. Le circuit de l'igniteur est généra-

lement branché sur le même circuit de courant alternatif que l'arc principal de l'ignitron. Mais dans le circuit de l'igniteur une soupape est nécessaire (une diode à gaz, fig. 17-48, *a*; un thyratron, fig. 17-48, *b*; un redresseur à semi-conducteur) pour prévenir l'allumage en retour pendant l'alternance négative de la tension. La chute de tension due à l'arc principal est relativement petite (15 à 25 V) et pour cette raison aussitôt que l'arc s'amorce, la tension dans la branche de l'igniteur diminue fortement et l'arc de l'igniteur s'éteint. Si dans le circuit de l'igniteur se trouve une soupape commandée, par exemple un thyratron (fig. 17-48, *b*), cela permet de régler l'instant de l'amorçage de l'arc principal de l'ignitron donc le courant redressé. On agit sur le thyratron qui commande le courant de l'igniteur en réglant la phase de sa tension de grille (§ 17-11).

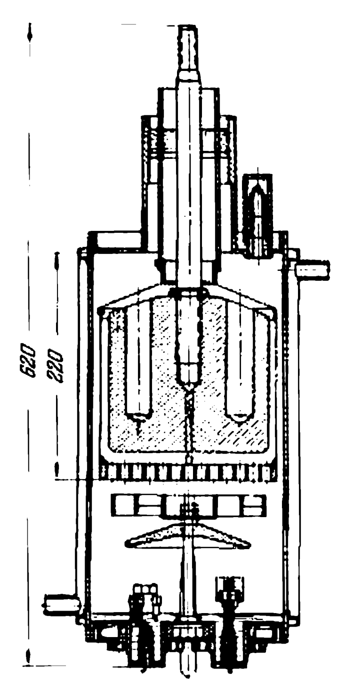


Fig. 17-49. Schéma d'un ignitron métallique avec contrôle par grille

Les ignitrons de construction récente sont dotés d'une grille et la commande du courant redressé est réalisée en agissant simultanément sur la phase de la tension de grille et sur la phase de la tension d'igniteur (fig. 17-48, *b*).

Les avantages de l'ignitron sur le redresseur à vapeur de mercure sont ses dimensions plus réduites et les pertes moins grandes. En plus, l'ignitron supporte de grandes surcharges (il peut supporter des appels de courant 100 fois supérieurs à la valeur moyenne admissible).

La vie relativement courte de l'igniteur est un défaut important de l'ignitron. L'igniteur est situé dans la partie la plus chaude de l'appareil et ses propriétés physiques sont facilement modifiées, il est alors mouillé de mercure, ce qui est la cause de ratés de l'allumage et de perturbations du fonctionnement.

Pour redresser le courant triphasé il faut trois ignitrons.

Les ignitrons sont utilisés: dans les installations d'électrolyse de l'aluminium et du magnésium, dans les dispositifs de commande, pour la coupure du courant dans les machines à souder par rapprochement, dans les chemins de fer électrifiés, etc.

17-17. Quelques particularités des semi-conducteurs

Au cours de ces dernières années le développement de la technique a permis de mieux résoudre plusieurs problèmes de l'électronique et de la radiotechnique à l'aide des semi-conducteurs. Les appareils à semi-conducteurs remplacent les tubes électroniques et à gaz et permettent de résoudre certains problèmes dont la solution était impossible auparavant (par exemple, redressement du courant alternatif par des appareils statiques à très faibles pertes). Le développement des semi-conducteurs a été préparé par de longs travaux des savants dans le domaine de la physique des semi-conducteurs. Nous allons noter les propriétés physiques les plus importantes des semi-conducteurs.

Les corps dont la résistivité est comprise entre 10^{-3} et 10^{10} ohms·cm se classent parmi les semi-conducteurs. Mais parmi ces corps seuls les *semi-conducteurs électroniques* appelés simplement semi-conducteurs sont devenus dernièrement d'une grande importance technique.

La différence caractéristique entre ce groupe de corps et les conducteurs (métaux) consiste en ce que les porteurs de courant mobiles y naissent par suite de l'absorption d'énergie provenant d'une source extérieure (énergie thermique, lumineuse, électrique), tandis que dans les métaux les porteurs de courant (les électrons libres) existent indépendamment de l'arrivée d'énergie de l'extérieur. Avec la baisse de la température la conduction des métaux augmente tandis que celle des semi-conducteurs électroniques diminue.

Dans les semi-conducteurs les électrons ou les lacunes (trous) sont porteurs de courant et dans les semi-conducteurs utilisés dans la pratique prédomine nettement la conduction par électrons ou la conduction par trous.

La *conduction par électrons* apparaît lorsque l'élévation de la température fournit à l'électron une énergie suffisante pour rompre la liaison entre une paire d'électrons de valence. S'étant détaché de l'atome, l'électron peut se déplacer librement. Sa libération forme dans le réseau cristallin du semi-conducteur une liaison interatomique non remplacée, un trou d'électron. Un électron de la liaison voisine peut prendre cette place libre en laissant, à son tour, une place libre. Un tel déplacement des électrons avec remplissage des trous devenus libres peut être considéré comme le mouvement des charges positives, « trous », dans un sens opposé au mouvement des électrons, c'est la *conduction par trous*. Le déplacement des trous peut avoir lieu sous l'action d'un champ électrique ou magnétique extérieur et le trou se comporte alors comme une particule à charge positive, égale en valeur absolue à la charge d'un électron et possédant une masse voisine de celle de l'électron. Notons que l'appella-

tion « semi-conducteur électronique » indique que la conduction par électrons et la conduction par trous sont dues au mouvement des électrons (et non pas des ions).

L'existence d'un trou est de très courte durée *, parce que lors d'une collision avec un électron libre le trou et l'électron libre se recombinent, c'est-à-dire disparaissent. La « recombinaison » de l'électron et du trou provoque la libération d'un électron et d'un trou, autrement dit leur « régénération » en un autre endroit du semi-conducteur, ce qui découle de la loi de conservation de l'énergie : lors d'une « recombinaison » l'énergie est restituée, lors de la « régénération » elle est absorbée.

Comme il en résulte de la nature même de la *conduction intrinsèque* d'un *semi-conducteur* pur, la libération d'un électron s'accompagne de l'apparition d'un trou et de cette façon dans un semi-conducteur pur le nombre d'électrons est égal au nombre de trous. Mais le déplacement des trous a lieu avec une plus grande inertie que celui des électrons libres. Pour cette raison la conduction intrinsèque des semi-conducteurs purs a en général un caractère électronique.

Dans les appareils à semi-conducteurs modernes utilisés comme redresseurs ou comme amplificateurs, on emploie exclusivement la *conduction extrinsèque* qui apparaît lorsqu'on ajoute au semi-conducteur une petite quantité d'impureté (10^{-8} à 10^{-7}%). Une telle conduction a un caractère nettement exprimé : conduction de type N, par électrons, ou conduction de type P, par trous. En plus, elle est beaucoup plus grande que celle d'un semi-conducteur pur. La conduction électronique extrinsèque apparaît lorsque l'atome d'impureté comporte un électron périférique de plus que l'atome du semi-conducteur qu'il remplace. Cet électron en trop sera faiblement lié à l'atome. Par exemple, un atome de germanium comporte quatre électrons de valence ; lorsqu'on le remplace dans le réseau cristallin du corps par un atome d'impureté d'arsenic qui comporte cinq électrons de valence, le cinquième électron à une température d'intérieur crée une conduction extrinsèque de type N. Une telle impureté de semi-conducteur est appelée « donneur ».

La conduction extrinsèque par trous, de type P, peut naître lorsque l'atome d'impureté comporte un électron périférique de moins que l'atome du semi-conducteur qu'il remplace dans le réseau cristallin. Cet atome d'impureté ne peut pas remplir toutes les liaisons interatomiques et à la liaison libre peut venir un électron de la liaison voisine en laissant une place libre, un trou. Une telle impureté est appelée *accepteur*.

Les semi-conducteurs au germanium et au silicium sont tétravalents. Par rapport à eux les éléments du cinquième groupe (arsenic,

* De quelques microsecondes à plusieurs millisecondes dans les monocristaux de germanium.

antimoine et phosphore) peuvent servir de « donneurs » et les éléments du troisième groupe (indium, gallium, aluminium et bore) peuvent servir d'« accepteurs ».

Dans un même cristal de semi-conducteur, par suite de la diffusion ou de la pénétration de différentes impuretés, peuvent exister une région de conduction de type N et une région de conduction de type P. La limite entre ces domaines est appelée jonction P/N.

Une des particularités caractéristiques des semi-conducteurs est la conduction unilatérale de la jonction P/N, ce qui est largement utilisé pour le redressement du courant alternatif. On peut expliquer

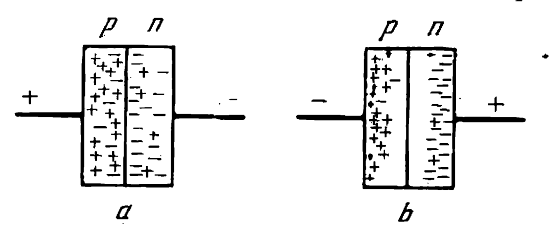


Fig. 17-50. Schéma de la répartition des porteurs de courant dans la zone de jonction P/N

a — pour le sens direct de la tension extérieure; *b* — pour le sens inverse de la tension extérieure

approximativement ce phénomène de façon suivante. Lorsque la borne positive de la source d'énergie est connectée à la région P et la borne négative à la région N, les trous dans la région P et les électrons dans la région N se déplacent dans les sens opposés pour se rencontrer (fig. 17-50, *a*), et les porteurs de courant qui se « recombinent » sont remplacés par de nouveaux porteurs créés grâce au dégagement d'énergie. De cette façon, le courant passe de façon relativement facile par la jonction dans ce sens direct.

Lorsque la tension extérieure est de sens inverse, sous l'action du champ extérieur les trous et les électrons se déplacent en sens opposés, en s'éloignant de la jonction. Dans la zone de cette dernière il reste très peu de porteurs de courant (fig. 17-50, *b*) et la jonction joue le rôle de couche d'arrêt.

Lorsque le semi-conducteur a été correctement choisi et traité, le courant inverse peut être voisin de zéro.

Notons que la conduction P ou la conduction N ne signifient pas la présence dans le semi-conducteur de trous seuls ou d'électrons seuls. Le type de conduction indique seulement que dans le semi-conducteur donné il y a beaucoup plus de trous que d'électrons (type P) ou beaucoup plus d'électrons que de trous (type N).

Ces *porteurs secondaires* créent un courant inverse très faible. Le nombre de porteurs de courant secondaires dépend beaucoup de la

température et augmente rapidement avec cette dernière ; la conduction perd son caractère déterminé d'électrons ou de trous et l'appareil à semi-conducteurs cesse de fonctionner.

17-18. Diodes à semi-conducteurs

Pour redresser le courant alternatif on utilise largement des diodes, soupapes à semi-conducteurs. Au fur et à mesure de leur perfectionnement le domaine d'utilisation de ces appareils s'étend car ils possèdent plusieurs avantages importants sur les diodes à gaz et à vide. Ces avantages sont : une faible chute de tension, l'absence du circuit de chauffage, une longue durée de service et des dimensions extrêmement petites (fig. 17-51).

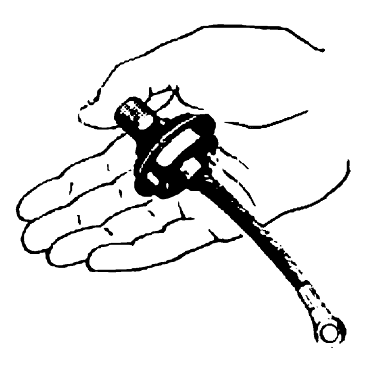


Fig. 17-51. Diode redresseuse au silicium de 10 kW (température de service 200° C, rendement 99 %)

Avec l'invention des appareils à semi-conducteurs plus perfectionnés, les diodes utilisées auparavant en électrotechnique sont éliminées.

La diode à oxyde de cuivre inventée il y a plus de 40 ans et utilisée seulement comme soupape avait un rendement de l'ordre de 55% (à l'heure actuelle jusqu'à 70 %). Au cours de ces dernières années elle a été remplacée par la diode au sélénium dont le rendement est d'environ 75 %. Cette dernière cède maintenant la place à la diode au germanium beaucoup plus économique (rendement 98 %) et de dimensions plus réduites. Il est bien possible que la diode au germanium sera remplacée dans de nombreux dispositifs par la diode au silicium, de dimensions plus petites et résistant mieux à la chaleur.

L'effet de conduction dans un sens a lieu aussi lorsqu'on met en contact un semi-conducteur avec un métal, mais cet effet est relativement faible et pour cette raison dans toutes les diodes à semi-conducteurs modernes on utilise pour le redressement la propriété de la conduction unilatérale de la jonction *P/N* (§ 17-17) entre deux couches de semi-conducteurs dont l'une à conduction par trous et l'autre à conduction par électrons.

Entre ces couches se forme la *couche d'arrêt* qui possède une faible résistance directe R_d et une grande résistance inverse R_{inv}.

Dans le chapitre X nous avons examiné les conditions qui existent dans un circuit à courant alternatif pour différents schémas de redressement à l'aide d'une diode parfaite qui ne laisse pas passer le courant inverse. La lampe électronique de ce point de vue est une

diode parfaite. Une diode à semi-conducteurs laisse passer un courant inverse plus ou moins notable et pour cette raison elle a une caractéristique importante qui est le *coefficient de redressement statique*

$$g=\frac{I_d}{I_{inv}},$$

égal au rapport du courant direct au courant inverse ou à l'inverse du rapport des résistances $g=\frac{R_{inv}}{R_d}$ pour une tension continue de même valeur.

Cependant, dans la plupart des cas (sauf les circuits de mesures électriques), dans les conditions de service de la diode la tension directe est de beaucoup inférieure à la tension inverse parce que la diode est en série avec la résistance de charge R_{ch} aux bornes de laquelle apparaît une grande partie de la tension de la source (sens direct du courant) et une faible partie de cette tension (sens inverse). Dans le cas le plus simple, lors du redressement d'une alternance (fig. 17-52) pour le courant direct $\frac{U_{ch}}{U_d}=\frac{R_{ch}}{R_d}$ et $U_d \gg U_{ch}$, et pour le sens inverse $\frac{U_{ch}}{U_{inv}}=\frac{R_{ch}}{R_{inv}}$ et $U_{inv} \gg U_{ch}$.

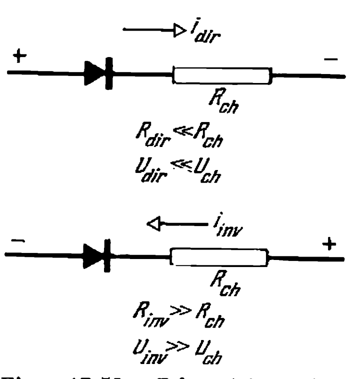


Fig. 17-52. Répartition des tensions entre la charge et le redresseur à semi-conducteur pour le courant direct et inverse dans un circuit de redressement à une alternance

Cette différence entre les tensions directe et inverse de la diode est d'autant plus grande que le redressement est meilleur

La valeur du coefficient g ne détermine donc pas la qualité réelle du redressement. Une caractéristique plus exacte du fonctionnement d'une diode à semi-conducteur dans des conditions réelles de redressement est présentée par son coefficient de redressement réel (dynamique)

$$\gamma=\frac{I'_d}{I'_{inv}},$$

où I'_d et I'_{inv} sont respectivement la valeur moyenne du courant direct et celle du courant inverse dans les conditions réelles de fonctionnement du redresseur en alternatif.

Les résistances directe et inverse d'une diode à semi-conducteur dépendent de la tension. En particulier, la résistance inverse croît d'abord avec la tension pour diminuer ensuite. Lorsque la tension inverse dépasse une certaine valeur limite, le *claquage de la soupape* a lieu, lors duquel la résistance inverse diminue jusqu'à quelques

fractions d'ohm et la soupape ne fonctionne plus. Il faut distinguer la *tension de claquage* inverse qui détériore la diode, même si elle agit pendant une durée très courte, et la *tension inverse admissible en service continu*. Cette dernière tension est de beaucoup plus petite. Si dans les schémas utilisés la tension redressée est supérieure à la tension inverse admissible, on met les diodes en série en les empilant par exemple (fig. 17-59). Plus la tension inverse admissible est grande pour une diode de type donné, moins il en faut pour redresser une tension donnée, donc plus le gabarit du redresseur sera petit. Les dimensions d'une diode dépendent du courant moyen redressé maximum admissible. Ce courant est déterminé surtout, comme dans la plupart des machines et des appareils électriques, par la température maximum admissible d'échauffement de la diode. La chaleur dégagée dans la diode est d'autant plus petite que la résistance directe est plus petite et que la résistance inverse est plus grande, c'est-à-dire plus le rendement de la diode est grand en régime de soupape. D'autre part, plus la tenue à la chaleur de la diode est grande, plus élevé est l'échauffement admissible en service. Avec l'accroissement du rendement et de la tenue à la chaleur, les dimensions et le poids des diodes à semi-conducteurs diminuent rapidement ; un redresseur moderne à semi-conducteur est un appareil statique dont le poids par unité de puissance est de beaucoup inférieur au poids d'un transformateur (fig. 17-51).

Lorsqu'il s'agit d'un dispositif redresseur, la tension redressée pour un courant donné peut être d'autant plus élevée que la tension inverse admissible en service continu est grande, et pour cette raison la puissance maximum dans le circuit du courant redressé est déterminée par cette tension et par le courant moyen redressé admissible.

Le redressement du courant par les diodes à semi-conducteurs n'est pas parfait par suite de la présence inévitable d'une capacité shunt. En présence d'une tension inverse la couche d'arrêt joue le rôle d'isolateur séparant deux conducteurs, deux électrodes de la diode. Sous l'action de la tension inverse ce système à capacité est chargé par le courant correspondant (de sens inverse). Il en résulte qu'on peut considérer la diode à semi-conducteur comme une soupape S schuntée par une certaine capacité C_{sh} (fig. 17-53). Cette capacité est proportionnelle à la surface active de la diode et inversement proportionnelle à l'épaisseur de la couche d'arrêt. Etant donné que cette épaisseur est très petite, la capacité de la diode par unité de surface est notable. Néanmoins il faut en tenir compte seulement en hautes fréquences.

La diode *à oxyde de cuivre* comprend une plaque de cuivre rouge, électrode de base, sur laquelle par un traitement thermique correspondant on a créé une couche semi-conductrice d'oxyde de cuivre Cu_2O (fig. 17-54) ; sur l'oxyde de cuivre est placée une électrode de con-

tact, une plaque de plomb (Pb), ou l'électrode de contact est créée par projection sur l'oxyde de cuivre d'un métal en fusion (Al ou Zn) ou en y portant par voie électrolytique une couche de cuivre rouge.

Grâce à l'utilisation d'une méthode technologique spéciale la couche supérieure de l'oxyde de cuivre est enrichie en oxygène de l'air qui est accepteur et acquiert les propriétés de conduction par trous (région P), et dans la couche de l'oxyde attenant au cuivre rouge les atomes d'impureté du cuivre créent une conduction par électrons (région N). Entre ces deux régions est créée la jonction P/N possédant une résistance non symétrique (fig. 17-55). Le sens dans lequel la diode est conductrice est : électrode de contact — oxyde de cuivre — électrode de base (cuivre).

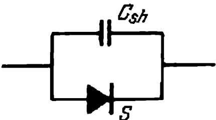


Fig. 17-53. Schéma équivalent d'une diode à semi-conducteur

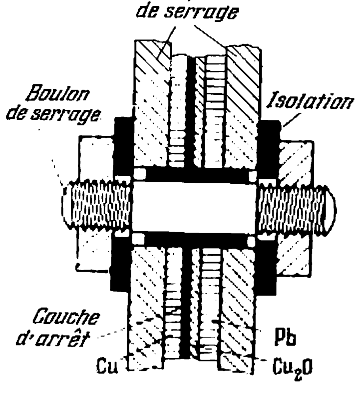


Fig. 17-54. Organisation d'une diode à oxyde de cuivre

Le coefficient de température pour les résistances directe et inverse d'une diode à oxyde de cuivre est négatif et assez grand (1,5 à 2,5 %/degré pour la résistance directe et 4 à 6% /degré pour la résistance inverse). Il en résulte que les limites de température dans lesquelles la diode peut être utilisée sont environ — 50° C et + 50° C.

Une diode à oxyde de cuivre est moins intéressante que la diode au sélénium quant à ses dimensions, son poids et son coefficient de température, mais elle possède des avantages sérieux. Elle peut être branchée à un instant quelconque sous la pleine tension et ses paramètres varient peu pendant le fonctionnement. Pour ces raisons dans certains cas on préfère les diodes à oxyde de cuivre ; en particulier elles sont toujours utilisées dans les appareils de mesure.

Les *diodes au sélénium* sont actuellement largement utilisées dans les dispositifs redresseurs. On utilise comme électrode support dans cette diode une plaque d'acier nickelée ou une plaque d'aluminium sur laquelle est portée une couche fine de sélénium (fig. 17-56). Sur le sélénium est pulvérisée une couche d'alliage d'étain et de cadmium qui forme la couche de revêtement de la diode. Sur cette couche de revêtement est mise l'électrode de contact. Dans le sélénium de la diode deux régions se forment alors : les atomes de cadmium, en péné-

trant dans le sélénium et en formant le séléniure de cadmium, jouent le rôle d'une impureté donatrice et créent donc une région de conduction par électrons (région N). La seconde région (région P) est créée dans le sélénium même possédant une conduction par trous. De cette façon dans le sélénium apparaît une jonction P/N, c.-à-d.

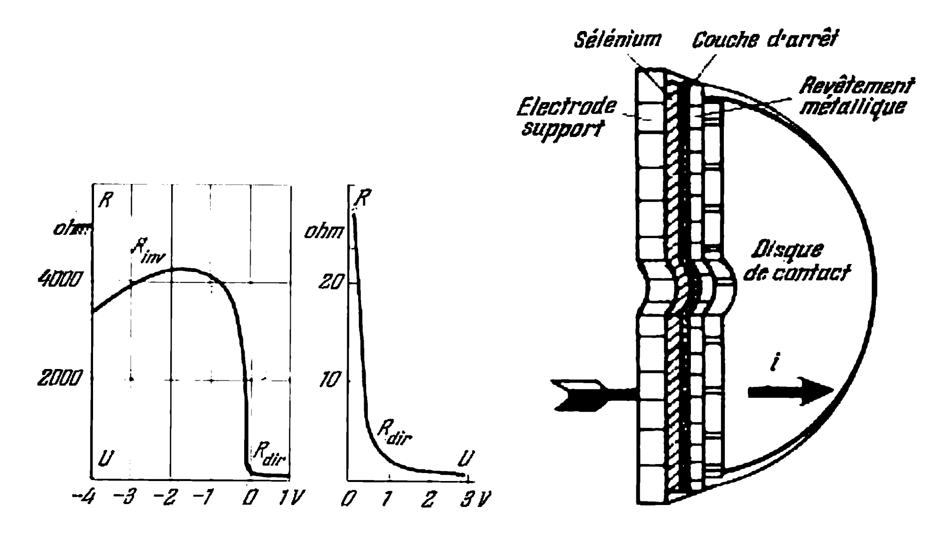


Fig. 17-55. Courbes des résistances directe et inverse d'une diode à oxyde de cuivre en fonction de la tension

Fig. 17-56. Organisation d'une diode au sélénium

une couche d'arrêt. Le sens dans lequel la diode est conductrice est celui de l'électrode support en acier à travers le sélénium vers l'électrode de revêtement. La fig. 17-57 donne la caractéristique tension-courant de la diode au sélénium et la fig. 17-58 les courbes des résistances directe et inverse en fonction de la tension. Les deux caractéristiques sont données par centimètre carré de la surface active de la diode.

La tension de claquage et la tension inverse admissible d'une diode au sélénium sont de beaucoup supérieures à celle d'une diode à oxyde de cuivre (tableau 17-1).

Pour des tensions de service supérieures à la tension inverse admissible d'une diode on empile les éléments au sélénium en forme de disque et on les dote d'ailettes (fig. 17-59) pour améliorer l'évacuation de la chaleur.

Un redresseur au sélénium présente les défauts suivants : *diminution temporaire de la résistance inverse* lorsqu'il ne fonctionne pas, vieillissement (accroissement de la résistance directe) et enfin une

Tableau 17-1

Tension de claquage et tension admissible des diodes à oxyde de cuivre et des diodes au sélénium

Type de la diode	Tension de claquage, V	Tension inverse maximum admissible dans un montage à une alternance, V
A oxyde de cuivre	20 à 30	8 à 10
Au sélénium	50 à 80	20 à 25

tension relativement élevée de l'ordre de 100 mV au début du redressement (voir fig. 17-57).

A l'heure actuelle les redresseurs au sélénium sont largement utilisés pour différents buts: charge des accumulateurs, excitation

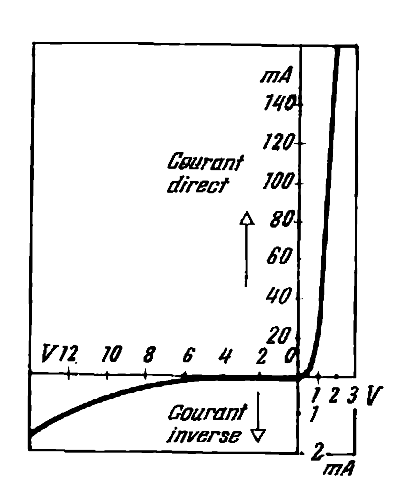


Fig. 17-57. Caractéristique tension-courant d'une diode au sélénium

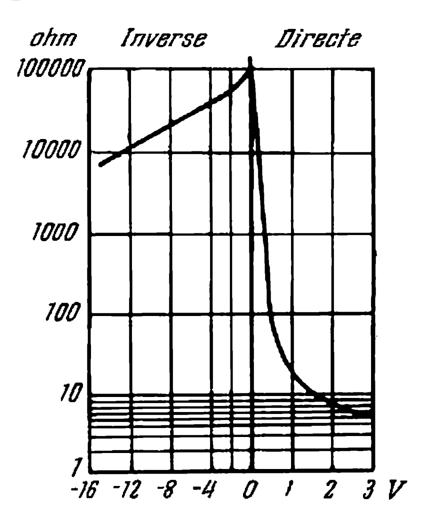


Fig. 17-58. Courbes des résistances directe et inverse d'une diode au sélénium en fonction de la tension

des moteurs synchrones et auto-excitation des génératrices, alimentation en courant continu des électro-aimants, etc. Cependant, le rendement des redresseurs au sélénium et à oxyde de cuivre (qui est de l'ordre de 70%) est de beaucoup inférieur au rendement des redresseurs à vapeur de mercure ou des redresseurs synchrones à contacts. Ce sont des redresseurs fournissant une faible tension (environ jusqu'à 30 V) et de faible puissance.

Les *diodes au germanium* se classent parmi les diodes à semi-conducteur les plus perfectionnées, c'est-à-dire qu'elles se caractérisent par une grande résistance inverse et une très faible résistance directe.

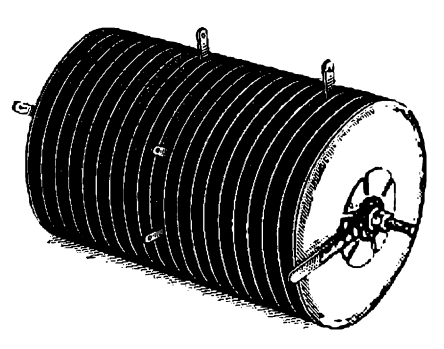


Fig. 17-59. Pile de diodes au sélénium avec radiateurs et sorties pour branchement en pont

Une *diode à jonction au germanium* est formée (fig. 17-60) par l'introduction d'un métal accepteur dans une plaque de germanium. A cette fin on porte sur une plaque de germanium une goutte d'indium fondu. Les atomes de ce dernier, en pénétrant dans la couche superficielle du germanium, créent une couche à conduction par trous qui forme avec le germanium électronique une jonction P/N. La fig. 17-61 donne la caractéristique dynamique (en courant alternatif) d'une telle diode. Elle est prévue pour un courant redressé de 0,5 A (1,5 A en service temporaire) auquel correspond une chute de

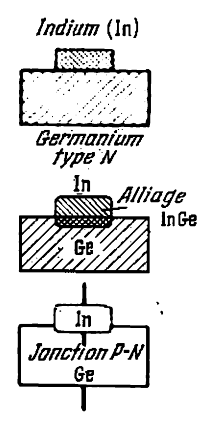


Fig. 17-60. Formation d'une diode à jonction par introduction de l'indium dans une plaque de germanium

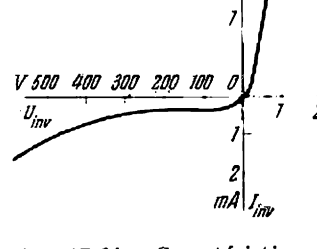


Fig. 17-61. Caractéristique tension-courant dynamique d'une diode à jonction au germanium

tension de 0,7 V, la tension de service continue inverse étant de 185 V (la tension inverse de crête étant de 400 V).

Les diodes au germanium de faible puissance remplacent de plus en plus les diodes électroniques; les diodes à jonction de grande

puissance remplacent la plupart des diodes à gaz (les premières présentent des avantages par rapport aux secondes: dimensions très faibles, rendement plus élevé, durée de service plus grande, de l'ordre de 10 000 heures, etc. *).

Les diodes au germanium présentent le défaut suivant: leurs paramètres dépendent de la température. Avec l'accroissement de la température R_d augmente et R_{inv} diminue. La température de service des diodes au germanium (c'est-à-dire la température limite pour laquelle les variations des caractéristiques restent réversibles) est d'environ 50 à 60° C. En plus, elles sont relativement chères.

Les *diodes* à jonction *au silicium* ont été décrites pour la première fois en 1953. La jonction *P/N* y est réalisée par l'introduction sur une des faces de la plaque de silicium d'un métal accepteur qui crée la conduction par trous et sur l'autre face d'un donneur.

Ces diodes présentent les avantages suivants: une très haute température de service qui atteint 200° C, un très faible courant inverse, de l'ordre de 10^{-10} A, et un coefficient de redressement de l'ordre de 10^8. Cela permet de fabriquer des diodes aux dimensions extrêmement réduites (fig. 17-51). Bien que le silicium soit un des éléments les plus répandus dans l'écorce terrestre (57 %), l'obtention du silicium extra-pur nécessaire pour la fabrication des diodes présente de très grandes difficultés et revient très cher.

17-19. Triodes à cristal (transistors)

Une triode à semi-conducteur connue sous le nom de *transistor* présente les mêmes propriétés amplificatrices qu'une triode électronique, c'est-à-dire permettant pour de faibles variations d'une grandeur électrique (puissance, tension, courant) à l'entrée de l'appareil d'obtenir des variations notables des grandeurs électriques correspondantes à la sortie. Cependant, par le principe même de commande et dans certaines particularités la triode à semi-conducteur diffère considérablement de la triode électronique. Pour cette raison les schémas d'utilisation des triodes à semi-conducteur dans différents dispositifs d'électronique industrielle et de radiotechnique comportent plusieurs particularités importantes.

Les éléments initiaux d'un circuit simple d'un transistor (fig. 17-62) sont la source d'énergie E_c branchée dans le circuit du collecteur et la batterie de polarisation $E_é$ qui assure un potentiel

* Par exemple une diode à jonction pour un courant moyen redressé de 1 000 A présente une chute de tension de 1 V, la densité du courant étant de 500 A/cm²; pour une tension inverse de 100 V le courant inverse est de 10 mA, ce qui assure un coefficient dynamique de redressement $\gamma = 1 \cdot 10^7$ et un rendement supérieur à 99 %.

positif de l'émetteur par rapport à la base; la fig. 17-62 donne également les symboles graphiques des transistors.

Par rapport à la jonction *P/N*, près de l'émetteur, la batterie $E_é$ est branchée dans le sens direct (sens conducteur). Par rapport à la jonction *P/N*, près du collecteur, la batterie E_c est branchée dans le sens inverse (sens non conducteur). Tant que le circuit de l'émetteur n'est pas branché, le courant dans le circuit du collecteur est très petit, car la résistance inverse de la jonction *P/N* est très grande. Pour créer un courant dans le circuit de l'émetteur il suffit

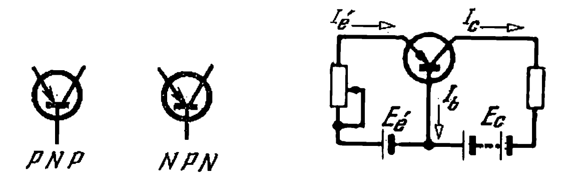


Fig. 17-62. Symboles graphiques des transistors *P/N/P* et *N/P/N* et schéma de connexion d'un transistor *P/N/P* à la source d'énergie électrique

d'une faible force électromotrice, car la jonction *P/N* dans ce circuit possède une résistance directe très réduite.

Le branchement du courant de l'émetteur modifie fortement la résistance de jonction dans le circuit du collecteur et un courant notable I_c y apparaît. Les variations du courant de l'émetteur provoquent des changements proportionnels du courant de collecteur I_c. De cette façon, le courant $I_é$ dans le circuit de l'émetteur qui possède une faible résistance commande le courant dans le circuit du collecteur possédant une grande résistance. Puisque $E_c \gg E_é$, pour des variations du courant de même ordre $\Delta I_é$ et ΔI_c on aura une plus grande variation de la puissance dans le circuit du collecteur: $\Delta P_c \gg \Delta P_é$; c'est une *amplification en puissance*.

L'action de $I_é$ sur I_c peut être expliquée par le fait que le courant de l'émetteur introduit dans la base des trous qui pour elle représentent des porteurs de charge secondaires. Une partie des trous se recombinent avec les électrons de la base. La plus grande partie, grâce à la diffusion provoquée par le mouvement thermique désordonné, atteint le collecteur. Le déplacement des trous sous l'action du champ important du collecteur augmente considérablement le courant de ce dernier I_c. En examinant ces phénomènes du point de vue de l'action du courant de l'émetteur sur les paramètres du circuit du collecteur, on peut dire que l'arrivée des trous dans la zone de jonction du collecteur diminue considérablement la résistance de cette jonction. Pour qu'un grand nombre de trous de la zone de contact de l'émetteur atteigne la zone de contact du collecteur

il est nécessaire que la distance entre ces contacts soit très petite.

Une triode à jonction est la réunion de deux jonctions *P/N*. Elle peut comprendre deux zones de conduction par trous séparées par une zone de conduction par électrons; c'est la triode *P/N/P* (fig. 17-63). On fabrique également des triodes *N/P/N*. Les modes de création de régions de conduction par électrons ou de conduction par trous ont été indiqués dans le paragraphe 17-17. L'électrode centrale de la triode sert de base et les deux électrodes terminales servent d'émetteur et de collecteur.

Une triode à jonction peut être obtenue par l'introduction et la diffusion d'impuretés dans la plaque de germanium. Sur les surfaces opposées de cette plaque sont portées deux gouttes d'indium fondu (fig. 17-64). L'indium dans le germanium est une impureté « acceptrice » et pour cette raison chacune des gout-

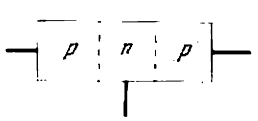


Fig. 17-63. Schéma d'une triode à jonction *P/N/P*

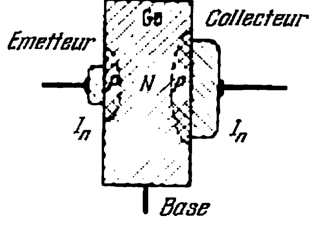


Fig. 17-64. Schéma de la formation d'une triode à jonction

tes introduite par fusion dans le germanium y crée une zone de conduction par trous. Cette dernière forme avec le germanium électronique de la plaque une jonction *P/N*. De cette façon deux gouttes refroidies d'indium représentent deux électrodes, un émetteur et un collecteur, et la plaque de germanium qui a une conduction par électrons sert de base.

Dans une triode à jonction une partie des trous introduits dans la base par le courant émetteur, lors de la diffusion, atteignent le collecteur où ils sont captés par le champ électrique du collecteur et augmentent le courant dans le circuit du collecteur. La grande résistance de la jonction *P/N* s'explique par l'absence de porteurs de charge (voir § 17-17); les trous injectés dans cette jonction du côté de l'émetteur et qui sont pour la base des porteurs secondaires de charge, en devenant porteurs de courant du collecteur, réduisent considérablement la résistance de la jonction. Mais les trous, tant qu'ils se trouvent dans la zone de la base, se recombinent rapidement avec les électrons, principaux porteurs du courant de base. Il en résulte donc que pour que la plus grande partie des trous atteignent la zone du collecteur il faut que l'épaisseur de la plaque de la base soit petite et pour cette raison on utilise dans les triodes des lames de germanium dont l'épaisseur est de l'ordre de 0,025 à 0,005 mm.

Lorsqu'il s'agit d'une triode $N/P/N$, le mécanisme de commande reste le même que celui examiné pour la triode $P/N/P$, seulement les porteurs de charge secondaires injectés dans la base de l'émetteur seront des électrons et non pas des trous. En plus, les caractéristiques de la triode $N/P/N$ seront un peu différentes par suite de la mobilité plus grande des électrons.

17-20. Caractéristique d'un transistor

Une des principales caractéristiques d'un transistor est le *gain en courant*

$$\alpha = \left(\frac{di_c}{di_é}\right)_{U_c=\text{const}}$$

appelé également coefficient d'amplification en courant bien que dans de nombreuses triodes $\alpha < 1$. Une triode à lampe est surtout amplificatrice de tension avec un coefficient d'amplification $\mu \gg 1$; dans un transistor c'est la fonction de commande du courant qui est la principale et l'amplification en courant peut être absente : $\alpha < 1$. C'est le gain en puissance obtenu dans cette triode qui est important.

Pour utiliser une terminologie plus concrète nous partirons à l'avenir des conditions de la triode $P/N/P$, la plus répandue.

Si le courant de l'émetteur était créé seulement par le mouvement des trous et si l'on néglige la recombinaison de ces trous dans la zone de la base, c'est-à-dire si l'on considère que tous les trous atteignent la zone du collecteur, dans ce cas idéal on aura

$$\alpha = 1.$$

Dans les conditions réelles α peut être exprimé comme le produit des trois coefficients dont la nature est assez compliquée et n'est pas bien connue $\alpha = k_t k_r m$.

Examinons séparément les phénomènes que ces coefficients doivent représenter :

$k_t \lesseqgtr 1$ est une partie de $I_é$ créée par le mouvement vers la base des porteurs de courant secondaires (des *trous*) ; une certaine partie du courant $I_é$ est créée par le mouvement des *électrons* de la base vers l'émetteur et cette partie ne participe pas au contrôle du courant I_c.

$k_r \lesseqgtr 1$ est le coefficient de recombinaison ; c'est la partie des trous qui ne se sont pas recombinés dans la base et ont atteint le collecteur ; les trous de la zone de la base ne créent pas de charge d'espace car leur charge est entièrement compensée par les électrons qui sont les porteurs principaux de la charge de la base ; pour augmenter k_r il est indispensable de rapprocher le collecteur et l'émetteur.

$m \gtreqless 1$ est le coefficient de multiplication qui tient compte de la possibilité de multiplier le nombre de porteurs de charge dans la zone du collecteur lors de l'arrivée de trous ayant passé de l'émetteur par la base; dans la zone du collecteur ces trous qui sont les principaux porteurs de charge diminuent fortement la résistance inverse de la jonction P/N et cela provoque un changement de la répartition de la tension dans le circuit du collecteur et un certain accroissement du courant dans le collecteur, en particulier grâce au mouvement des électrons dans le sens opposé au mouvement des

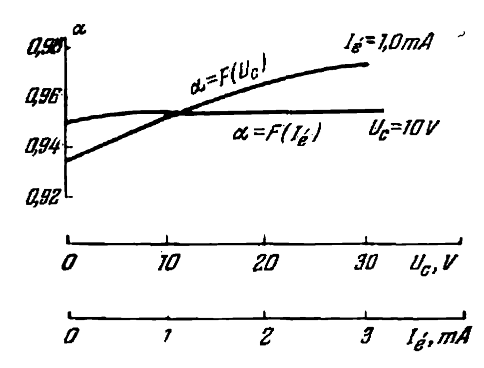


Fig. 17-65. Courbes du gain en courant d'une triode à jonction en fonction du courant de l'émetteur et de la tension du collecteur

trous. Dans les triodes à jonction $\alpha = 0{,}9$ à $0{,}99$. La fig. 17-65 donne la caractéristique $\alpha = F(I_é)$ pour $U_c = \text{const}$ pour une triode à jonction. Il est facile de voir que dans certaines limites déterminées α change peu.

La fig. 17-66 donne un schéma de montage pour relever les caractéristiques statiques d'une triode. La famille des caractéristiques de collecteurs $I_c = F(U_c)$ (fig. 17-67) peut être comparée à la famille des caractéristiques $I_a = F(U_a)$ d'une triode électronique (fig. 17-13). Dans les triodes à jonction, comme le montrent ces caractéristiques, le phénomène de saturation est nettement accusé. Le courant de collecteur est le courant inverse de la jonction P/N. De même que dans une lampe électronique l'accroissement du courant anodique lors de l'élévation de la tension anodique est limité par la valeur de l'émission thermoélectronique de la cathode, dans une triode à semi-conducteurs l'accroissement du courant de collecteur lors de l'augmentation de la tension du collecteur est limité par la quantité de porteurs de charge secondaires injectés par le courant de l'émetteur dans la zone de jonction base-collecteur. Avec l'accroissement du courant

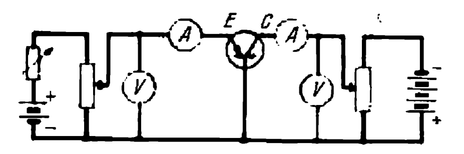


Fig. 17-66. Schéma pour relèvement des caractéristiques statiques d'une triode à semi-conducteurs

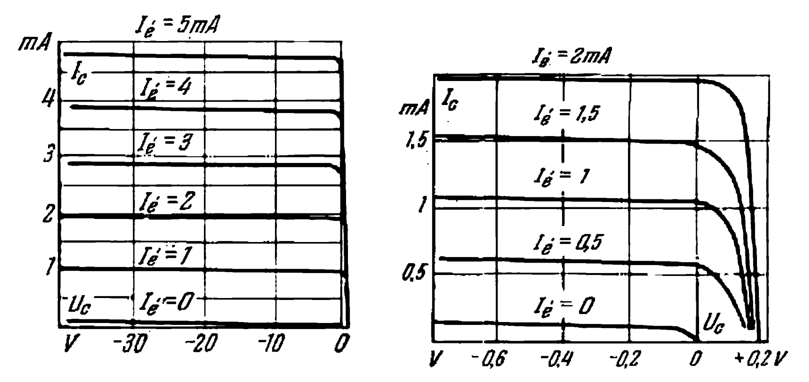


Fig. 17-67. Famille des caractéristiques de collecteurs d'une triode à semi-conducteurs (à droite, la partie initiale des caractéristiques agrandie)

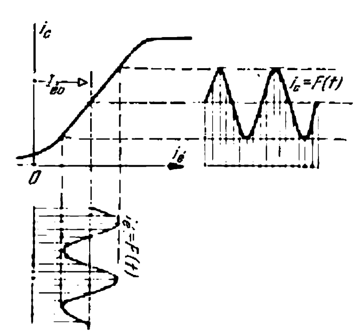


Fig. 17-68. Caractéristique de jonction d'une triode à semi-conducteurs

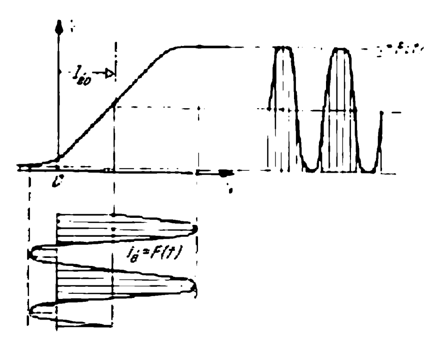


Fig. 17-69. Caractéristique d'une triode pour de grands signaux

de l'émetteur le courant de saturation du collecteur augmente proportionnellement, de la même façon que dans une lampe électronique le courant de saturation augmente avec l'accroissement de l'émission thermo-électronique de la cathode.

Le courant de collecteur peut être exprimé par l'équation

$$I_c = I_{c0} + \alpha I_é \approx \alpha I_é,$$

où I_{c0} est le courant de collecteur pour un courant d'émetteur nul.

En utilisant la famille des caractéristiques de collecteurs dont chacune correspond à une valeur constante déterminée du courant de l'émetteur on construit la *caractéristique de jonction* (fig. 17-68),

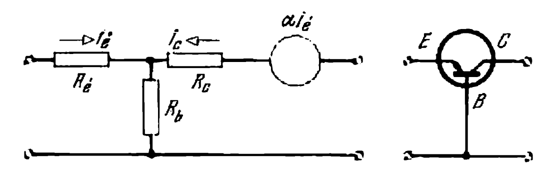


Fig. 17-70. Schéma équivalent en T d'une triode à semi-conducteurs pour de faibles signaux

la représentation graphique de la relation $I_c = F(I_é)$, pour $U_c =$ = const. Cette caractéristique dans sa partie utile est presque linéaire, mais pour des grandes valeurs du courant d'émetteur cette proportionnalité est perturbée et des conditions de saturation sont créées où l'accroissement du courant d'émetteur ne fait presque changer le courant de collecteur, et α tombe brusquement (fig. 17-69); d'autre part, si les variations du signal sont tellement grandes que le potentiel de l'émetteur par rapport à la base devient négatif, les propriétés de redresseur de la jonction émetteur-base se font sentir et on a la coupure (cut-off) de la partie appropriée de la période du signal. De cette façon, une polarisation positive à l'émetteur est nécessaire pour prévenir le phénomène de coupure. La saturation et la coupure se font sentir seulement pour les signaux dont l'amplitude est très grande; pour cette raison on appelle de tels signaux *grands signaux* pour les distinguer des *petits signaux* avec lesquels la saturation et la coupure sont absentes. Le schéma équivalent d'une triode pour des petits signaux peut être formé par un circuit en T (fig. 17-70) comprenant trois résistances dynamiques (les trois jonctions du transistor) et un générateur de courant, c'est-à-dire une source idéalisée fournissant un courant déterminé $\alpha I_é$ quelle que soit la résistance du circuit. Pour des grands signaux le circuit équivalent de la triode doit comprendre des soupapes.

17-21. Cellules photo-électriques

L'invention du tube amplificateur a permis d'utiliser à des fins pratiques un certain nombre de phénomènes physiques, en particulier ceux de l'effet photo-électrique. Cet effet consiste à transformer dans un semi-conducteur ou dans un métal éclairé l'énergie rayonnante des photons (des quanta d'énergie lumineuse) en énergie de porteurs de courant. Une cellule photo-électrique est un dispositif dans lequel l'action de l'énergie rayonnante de la plage optique (rayons infrarouges, visibles et ultraviolets) provoque un changement temporaire des propriétés électriques. En général dans la cellule photo-électrique la lumière commande un flux d'électrons ou un courant électrique. On utilise largement à l'heure actuelle des cellules photo-électriques pour le contrôle et les mesures dans différents dispositifs d'automatisme. La cellule photo-électrique sert « d'œil » électrique qui ne connaît ni la fatigue ni les erreurs. Trois types de cellules ont actuellement une importance pratique.

1. *Cellules photo-émissives* dans lesquelles le flux lumineux oblige les électrons de la photocathode de quitter cette dernière et de sortir dans le milieu extérieur.

2. *Cellules photoconductrices* dans lesquelles l'action du flux lumineux sur un semi-conducteur augmente le nombre de porteurs de courant dans ce semi-conducteur et, par suite, réduit la résistance électrique.

3. *Cellules à couche d'arrêt* (*photovoltaïque*) dans lesquelles l'action du flux lumineux crée une différence de potentiel aux limites de la couche d'arrêt.

Les cellules photo-émissives sont les plus répandues. On les divise en cellules à vide et en cellules à gaz ; leur principe de fonctionnement est le même mais leurs caractéristiques sont fortement différentes. Les électrodes de ces cellules (l'anode et la cathode) sont placées dans une ampoule de verre dans laquelle on a fait un vide poussé (cellule à vide) ou remplie d'un gaz inerte (argon) raréfié, après avoir fait le vide. La pression dans les cellules à gaz est de quelques centièmes de mm de mercure. La couche active de la cathode est un métal alcalino-terreux, car ces métaux sont les seuls à assurer un effet photo-électrique suffisant. Cette couche active (par exemple antimoine-césium) est portée sur une couche d'argent déposée directement sur le verre de l'ampoule à l'intérieur ou sur une plaque métallique placée au milieu de l'ampoule pour augmenter la résistance d'isolement. Si la cathode est portée directement sur le verre on laisse une petite fenêtre suffisamment transparente (fig. 17-71) pour que le flux lumineux puisse atteindre la surface active de la photocathode.

L'effet photo-émissif est utilisé dans cette cellule de la façon suivante : lors de l'étude de l'émission thermo-électronique (§ 17-3)

nous avons vu la barrière de potentiel qui apparaît à la limite du métal et du vide dans l'ampoule et qui empêche les électrons de quitter le métal. En absorbant un photon, l'électron reçoit une énergie qui dépasse le travail de sortie du métal alcalino-terreux et quitte ce dernier. Le phénomène d'absorption de l'énergie rayonnante passe pour chaque paire (photon et électron) de façon tout à fait indépendante ; il en résulte que le nombre de photo-électrons qui quittent la couche superficielle du métal éclairé est exactement proportionnel au nombre de photons qui y arrivent. L'émission photo-électronique est donc proportionnelle au flux lumineux qui tombe sur le métal de la photocathode (loi de Stolétov). Pour utiliser cette émission il faut créer dans l'ampoule entre l'anode et la photocathode un champ électrique qui doit diriger des électrons vers l'anode. De cette façon pour obtenir un courant photo-électrique dans le circuit à cellules photo-émissives une tension appliquée entre l'anode et la cathode (une tension anodique) est indispensable (fig. 17-72).

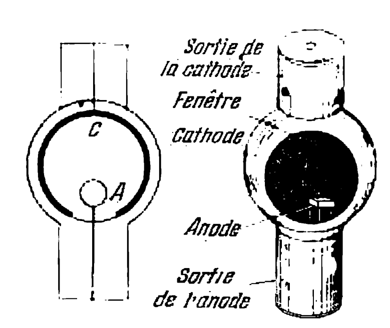


Fig. 17-71. Cellul photo-émissive

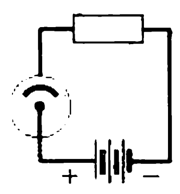


Fig. 17-72. Schéma de montage d'une cellule photo-électrique avec une batterie anodique

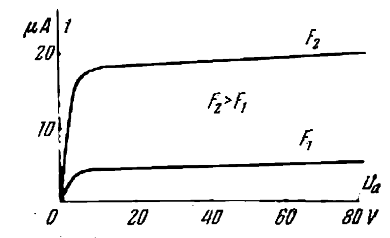


Fig. 17-73. Famille de caractéristiques tension-courant d'une cellule photo-électrique à vide pour différents éclairements

Avec un éclairement constant de la photocathode la relation entre le courant photo-électrique et la tension anodique, la caractéristique $i = f(U_a)$ d'une cellule photo-électrique à vide est analogue aux caractéristiques analogues des diodes. Le courant photo-électrique croît avec la tension (fig. 17-73) jusqu'à la saturation où tous les électrons émis par la cathode atteignent l'anode. Dans ces conditions les variations de la tension influent peu sur le courant photo-électrique. Si la cellule fonctionne en régime saturé, son courant

photo-électrique ne dépend pratiquement que de l'éclairement de la photocathode, ce qui est un avantage important de la cellule photo-électrique à vide.

On appelle *caractéristique lumineuse* d'une cellule la relation entre le courant photo-électrique et le flux lumineux qui tombe sur la photocathode, la tension étant constante. Selon la loi de Stolétov la quantité d'électrons émis par la photocathode est directement proportionnelle au flux lumineux qui tombe sur cette dernière, et pour cette raison dans une cellule photo-électrique à vide cette caractéristique est linéaire (fig. 17-74). En pratique cette linéarité

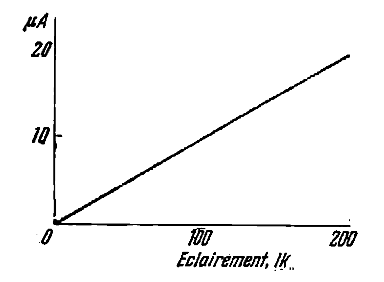


Fig. 17-74. Caractéristique lumineuse d'une cellule photo-électrique à vide

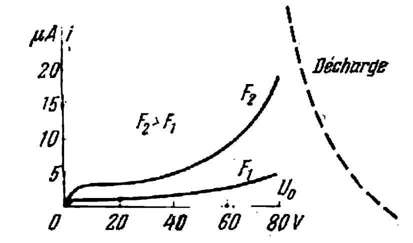


Fig. 17-75. Caractéristique tension-courant d'une cellule photo-électrique à atmosphère gazeuse

n'est pas rigoureuse pour de grandes valeurs des courants photo-électriques par suite de la naissance d'une charge d'espace près de la cathode et surtout par suite de la diminution de la sensibilité de la photocathode lors d'un éclairage prolongé (fatigue de la photocathode).

On appelle *sensibilité* d'une cellule photo-électrique le rapport de son courant (en microampères) au flux lumineux (en lumens): $S_i = i : F$, c'est la sensibilité statique. La sensibilité dynamique est déterminée comme $S_i = \frac{di}{dF}$. La sensibilité d'une cellule à vide est de l'ordre de 20 à 80 μA/lm. Dans certains cas une sensibilité plus grande est nécessaire. Dans les cellules photo-électriques à gaz la présence des molécules de gaz permet d'utiliser l'ionisation pour l'accroissement du courant photo-électrique. Grâce à cette ionisation entre les électrodes de la cellule apparaît un flux d'ions positifs dirigé dans un sens et le flux d'électrons est renforcé dans le sens inverse. C'est l'*amplification à gaz* de la cellule. Grâce à cette amplification la sensibilité d'une cellule à gaz atteint 100 à 400 μA/lm.

La présence du gaz change fortement les caractéristiques de la cellule. La caractéristique $i = f(U_a)$ d'une cellule photo-électrique à gaz pour de faibles tensions anodiques, lorsque la vitesse des élec-

trons est insuffisante pour ioniser le gaz, coïncide avec la caractéristique d'une cellule photo-électrique à vide analogue, mais ensuite l'ionisation commence et la caractéristique s'élève de plus en plus (fig. 17-75) et pour une certaine tension d'amorçage (potentiel d'allumage) dans la cellule apparaît une décharge spontanée (qui ne dépend pas de l'éclairage de la photocathode) et dont le fort courant détériore rapidement la couche active de la photocathode. Pour prévenir cette décharge spontanée il faut choisir une tension

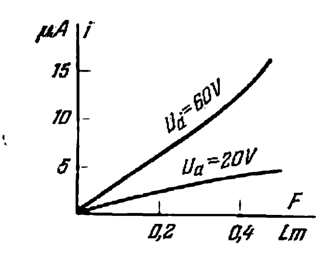


Fig. 17-76. Caractéristique lumineuse d'une cellule photo-électrique à atmosphère gazeuse

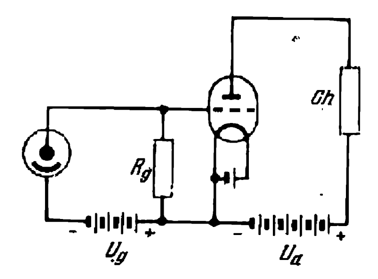


Fig. 17-77. Montage d'une cellule photo-électrique avec une lampe amplificatrice

de service de la cellule de beaucoup inférieure à la tension d'allumage, en tenant compte du fait que la tension d'allumage diminue avec l'accroissement de l'éclairement.

La caractéristique lumineuse d'une cellule à gaz n'est pas directement proportionnelle et s'incurve un peu vers le haut (fig. 17-76). Une cellule photo-électrique à vide est pratiquement sans inertie tandis qu'une cellule à gaz possède une inertie notable.

Etant donné que les courants photo-électriques des cellules décrites plus haut sont relativement très faibles, ces cellules sont toujours connectées aux lampes amplificatrices électroniques. La fig. 17-77 donne un schéma simple du montage d'une cellule photo-électrique et d'une lampe électronique afin d'amplifier le signal photo-électrique. Le courant dans le circuit formé par la cellule, la résistance R_g et la batterie U_a dépend de l'éclairage de la cellule. Tant que la cellule est éclairée ce courant est suffisant pour créer un potentiel négatif à la grille de la lampe électronique et bloquer cette dernière. Mais si la cellule n'est pas éclairée même pour un instant, elle cesse de laisser passer le courant; le potentiel négatif de la grille disparaît car il n'y aura pas de chute de tension dans la résistance R_g; la lampe électronique sera débloquée, c'est-à-dire un courant passera par son circuit anodique. Ce courant provoquera le fonctionnement d'un mécanisme de commande alimenté par le courant anodique, par exemple le branchement d'un appareil acousti-

que. Dans le chapitre XVIII nous étudierons plus en détail la construction des relais photo-électriques correspondants.

Lorsqu'on a besoin d'une très grande sensibilité on utilise des *cellules à multiplication d'électrons* qui sont des cellules photo-émissives. A l'intérieur de la cellule, par l'utilisation multiple de l'émission secondaire le flux d'électrons émis par la photocathode sous l'action de la lumière est renforcé. Ce flux, à l'aide d'un champ électrique ou magnétique, est dirigé consécutivement sur plusieurs électrodes auxiliaires qui sont des émetteurs. Le flux d'électrons augmente grâce aux électrons secondaires émis par les émetteurs sous l'action du flux d'électrons. Le flux d'électrons résultant qui atteint l'anode est de beaucoup supérieur au flux d'électrons émis

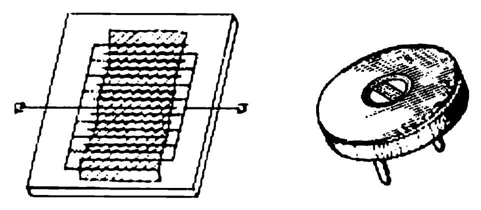


Fig. 17-78. Aménagement d'une cellule photorésistante au sélénium

par la photocathode et la sensibilité de l'appareil atteint 1 à 10 A/lm pour une tension de service de 1 000 V. Les courants de sortie d'une cellule à multiplication d'électrons sont de 10 à 15 mA.

Les *cellules à effet photo-électrique interne* (photoconductrices) sont des résistances pour lesquelles on utilise des semi-conducteurs (oxyde de cuivre, sélénium cristallin, thallium sulfureux, plomb sulfureux, etc.). Ces résistances sont branchées en série avec la source d'énergie. Le flux lumineux, en irradiant le semi-conducteur, provoque un fort accroissement du nombre de porteurs de courant (électrons ou trous), ce qui est équivalent à une grande diminution de la résistance. Il en résulte que sous l'action du flux lumineux le courant dans le circuit de la cellule photo-électrique augmente, et ce courant agit sur le mécanisme de commande soit directement soit par l'intermédiaire d'un amplificateur à lampes. Examinons, à titre d'exemple, l'aménagement de cellules photorésistantes au sélénium. Lors de la fabrication d'une telle cellule on réalise dans une plaque de verre des gorges parallèles; la distance entre elles est de l'ordre de 0,1 mm (fig. 17-78). Les gorges sont remplies d'un matériau conducteur (graphite, or, platine) et forment deux électrodes en forme de peigne. Ensuite une fine couche de sélénium est déposée sur la plaque par vaporisation dans le vide. Une telle disposition assure une grande surface sensible du sélénium et une grande résistance de ce dernier lorsqu'il n'est pas éclairé (résistance

d'obscurité). La caractéristique spectrale d'une telle cellule photo-résistante a son maximum dans le domaine rouge du spectre. La sensibilité des cellules photorésistantes au sélénium est relativement grande et atteint plusieurs centaines de microampères par lumen volt.

Les défauts importants de ces cellules sont leur grande inertie et la non-linéarité accusée de la caractéristique lumineuse. Elles sont utilisées dans les dispositifs automatiques et télémécaniques pour lesquels l'inertie et la non-linéarité de la caractéristique sont

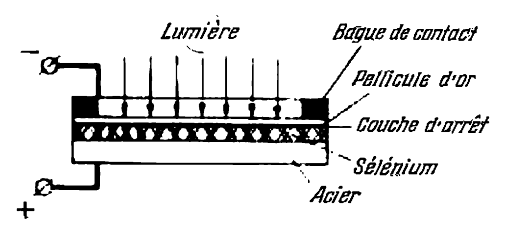


Fig. 17-79. Schéma d'une cellule photo-électrique au sélénium à couche d'arrêt

peu importantes et qui doivent avoir une grande sensibilité surtout dans le domaine rouge du spectre.

Les *cellules photo-électriques à couche d'arrêt* sont analogues par leur construction aux diodes à semi-conducteurs. Le schéma de construction d'une telle cellule est indiqué sur la fig. 17-79: sur une électrode support métallique est placée une couche semi-conductrice et sur cette dernière est déposée dans le vide une pellicule semi-transparente d'or. Entre cette pellicule et le semi-conducteur est créée la couche d'arrêt. Une bague métallique de contact est placée sur la pellicule d'or pour la connexion avec le circuit extérieur. Enfin, la pellicule est couverte d'une couche protectrice de vernis transparent.

Dans une cellule photo-électrique au sélénium on utilise comme électrode support une lame en acier sur laquelle est placée une couche de sélénium.

Le flux lumineux passe par la pellicule d'or et est absorbé dans le semi-conducteur. Une telle absorption de l'énergie rayonnante provoque un accroissement de la concentration des porteurs de courant (électrons ou trous). Ces derniers diffusent dans l'électrode semi-transparente en fournissant ainsi au semi-conducteur une charge de signe contraire, d'où entre le semi-conducteur et l'électrode recouverte d'or naît une différence de potentiel et une barrière de potentiel apparaît qui s'oppose à la diffusion. Le nombre de porteurs de courant qui diffusent dans l'électrode semi-transparente est proportionnel au nombre de photons absorbés. Il en résulte que la dif-

férence de potentiel indiquée est proportionnelle au flux lumineux incident.

Le sélénium pur possède une conduction par électrons et pour cette raison l'énergie rayonnante y libère des électrons. Ces derniers en diffusant dans l'électrode d'or la chargent négativement tandis que le sélénium est chargé positivement.

Le phénomène de diffusion des porteurs de courant y est le même que lors de l'effet photo-émissif.

Lorsque les électrodes de la cellule sont fermées sur une résistance extérieure, un courant apparaît dans le circuit de la cellule. Ce courant est proportionnel à l'éclairement si la résistance du circuit extérieur est petite (le régime désiré est un court-circuit). De cette façon une cellule photo-électrique à couche d'arrêt transforme directement l'énergie lumineuse en énergie électrique. Cela permet de l'utiliser sans source auxiliaire de courant pour l'alimentation directe de nombreux appareils de mesure tels que le luxmètre, le photomètre, le posemètre, etc. La sensibilité de ces cellules photo-électriques est relativement très grande et dépend du choix du semi-conducteur; pour les cellules au sélénium elle atteint 500 μA/lm ; pour les cellules au soufre-thallium elle est de 5 000 μA/lm; pour les cellules au germanium elle est de 10 mA/lm. Mais dans ces dernières la plus grande partie de la caractéristique spectrale se trouve dans la plage infrarouge du spectre tandis que la caractéristique spectrale d'une cellule photo-électrique au sélénium est voisine de celle de l'œil humain (§ 21-2).

Le système d'électrodes divisées par une couche d'arrêt extrafine forme une grande capacité, d'où la grande inertie de ces cellules. Leur utilisation avec les amplificateurs à lampes est difficile parce qu'une cellule photo-électrique à couche d'arrêt doit être branchée sur une faible résistance et on ne peut pas connecter une telle résistance entre la cathode et la grille d'une lampe électronique.

Le rendement des cellules photo-électriques à couche d'arrêt au germanium et au silicium est tellement élevé (pour le moment il atteint 11 %) qu'il est bien probable qu'on les utilisera dans les installations industrielles pour la transformation directe de l'énergie solaire en énergie électrique.

Chapitre XVIII

APPAREILS ÉLECTRONIQUES ET IONIQUES

18-1. Généralités

Dans le chapitre précédent nous avons exposé le principe de fonctionnement et décrit l'organisation des appareils électroniques et ioniques les plus importants. L'utilisation de tels appareils dans l'industrie pour le contrôle de la fabrication et son automatisation demande, dans la plupart des cas, le montage de plusieurs appareils électroniques en un schéma relativement compliqué et la combinaison de leur action avec des appareils non électroniques. L'électronique industrielle moderne embrasse un très large domaine et dispose d'un appareillage spécialisé pour les buts les plus divers : régulateurs et relais électroniques et ioniques, générateurs à lampes pour le traitement des métaux, le séchage du bois, etc. par des courants de haute fréquence, dispositifs photo-électroniques pour le contrôle de la qualité de différents articles fabriqués, appareillages électroniques pour la mesure des grandeurs physiques les plus diverses, etc. Mais l'examen d'un tel appareillage industriel compliqué ainsi que de certains problèmes de radiotechnique et de transmission est hors du cadre de ce livre. Notre tâche limitée consiste en premier lieu à faire connaître le principe de fonctionnement des principaux ensembles de l'appareillage électronique.

Dans la plupart des dispositifs électroniques complexes on peut noter un certain ensemble d'appareils qui exécutent en commun une seule fonction: redressement du courant alternatif, amplification de la tension et de la puissance des oscillations, génération des oscillations de certains genre et fréquence, stabilisation de la tension, etc. Ce sont des ensembles (blocs) dont se compose un dispositif électronique complexe. Considérons, à titre d'exemple, un oscillographe électronique qui en plus du tube cathodique comprend un ensemble de redressement, deux ensembles d'amplification, un ensemble de générateur de balayage et un ensemble de synchronisation. Comme autre exemple on peut citer le potentiomètre électronique. Comme ensembles les plus importants des circuits électroniques nous examinerons les amplificateurs à lampes et à semi-conduc-

teurs ainsi que les générateurs à lampes. En plus, nous ferons connaître aux lecteurs quelques relais électroniques simples.

18-2. Amplificateurs électroniques

Un amplificateur est destiné à augmenter la tension ou la puissance d'un faible signal d'entrée aux dépens de la puissance de la source du courant alimentant l'amplificateur, jusqu'à une valeur suffisante pour mettre en action un mécanisme de commande plus ou moins puissant. Dans les amplificateurs les lampes électroniques servent à contrôler la puissance de la source locale. Les amplificateurs sont

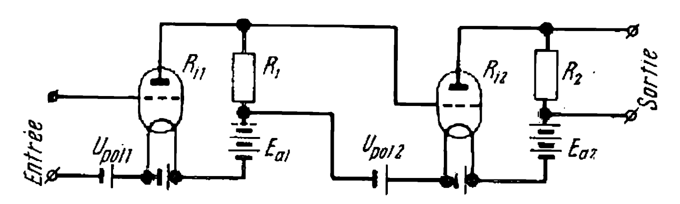


Fig. 18-1. Schéma d'un amplificateur à deux étages à couplage galvanique

classés d'après quatre signes principaux: le schéma, le régime de fonctionnement, l'utilisation et la gamme de fréquences.

Les schémas des amplificateurs se distinguent selon le *nombre d'étages d'amplification* et le type des circuits de couplage entre ces étages. Dans un grand nombre de cas, l'amplification du signal assurée par une seule lampe est insuffisante pour mettre en action le dispositif de commande; pour cette raison on utilise plusieurs étages d'amplification. La composante alternative de la tension du circuit anodique d'une lampe (premier étage) est appliquée par le circuit de couplage à la grille de la deuxième lampe pour l'amplification suivante (deuxième étage), etc. De cette façon on obtient un amplificateur à plusieurs étages d'amplification. Chaque étage introduit inévitablement certaines distorsions dans le signal amplifié, ce qui limite le nombre d'étages admissibles. De cette façon les schémas des amplificateurs se distinguent par le nombre d'étages.

Ensuite, les schémas des amplificateurs sont classés selon le type de couplage entre les étages. Le couplage le plus simple est le couplage direct ou galvanique (fig. 18-1) lorsque les lampes de différents étages ne sont pas séparées électriquement. Avec le couplage galvanique on peut amplifier les variations les plus lentes de la tension du signal et pour cette raison un tel amplificateur est appelé également *amplificateur à courant continu.*

Dans le schéma présenté sur la fig. 18-1 ledit amplificateur est à deux étages et comporte deux triodes à chauffage direct. Il est

alimenté par deux batteries d'anode E_{a1} et E_{a2} et deux batteries de chauffage; dans les circuits de grilles sont branchées deux batteries U_{pol1} et U_{pol2} servant à la polarisation négative de grilles. La chute de tension dans la résistance extérieure R_1 du circuit anodique de la première triode est appliquée entre la cathode et la grille de la seconde triode (« appliquée à la grille »). La résistance R_2 représente la charge de la deuxième triode dans laquelle nous branchons le mécanisme commandé.

Pour ce schéma relativement simple il est facile de déterminer la tension u_2 à la sortie de l'amplificateur en fonction de la tension à l'entrée u_{g1} qui est la composante alternative de la tension de grille de la première triode. La composante alternative de la tension anodique de la première lampe u_{a1} peut être exprimée par la tension de grille u_{g1} et le coefficient d'amplification de cette lampe μ_1, c'est-à-dire que $u_{a1} = -\mu_1 u_{g1}$. Cette tension est divisée proportionnellement entre les résistances suivantes branchées en série: la résistance extérieure R_1 du circuit anodique de la première triode et sa résistance interne (dynamique) R_{i1}. La tension aux bornes de la résistance R_1 sera donc:

$$u_1 = u_{a1} \frac{R_1}{R_1 + R_{i1}}$$

ou

$$u_1 = -\mu_1 u_{g1} \frac{1}{1 + \frac{R_{i1}}{R_1}}.$$

La tension de sortie de la première triode u_1 est la tension de grille de la seconde triode: $u_1 = u_{g2}$.

La tension de sortie u_2 de la seconde lampe est exprimée par sa tension de grille de la même façon que pour la première lampe:

$$u_2 = -\mu_2 u_{g2} \frac{1}{1 + \frac{R_{i2}}{R_2}} = -\mu_2 u_1 \frac{1}{1 + \frac{R_{i2}}{R_2}}.$$

En y introduisant l'expression de la tension de sortie de la première lampe on obtient:

$$u_2 = \frac{\mu_1 \mu_2}{\left(1 + \frac{R_{i1}}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2}\right)} u_{g1}.$$

Le rapport de la tension de sortie de l'amplificateur à la tension d'entrée est appelé *coefficient d'amplification en tension* de cet amplificateur. Dans le cas considéré ce coefficient est donc:

$$K_u = \frac{\mu_1 \mu_2}{\left(1 + \frac{R_{i1}}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2}\right)} = k_1 k_2, \qquad (18\text{-}1)$$

où k_1 et k_2 sont les coefficients d'amplification des deux étages de l'amplificateur qui dans ce cas sont égaux aux gains des triodes (§ 17-7).

De cette façon, le *coefficient d'amplification* total d'un tel *amplificateur* est égal au produit des coefficients d'amplification de ses étages.

En ce qui concerne la détermination du coefficient d'amplification k d'un étage, il est plus commode, dans le cas général, d'utiliser le circuit équivalent de l'étage. Ce circuit est établi comme un circuit de courant alternatif seulement pour les composantes alternatives des tensions et des courants des circuits de la lampe. Le circuit équivalent de l'étage d'un amplificateur à couplage galvanique représente un simple circuit en série (fig. 18-2) où la composante alternative de la tension anodique de la lampe u_a joue le rôle de la source du courant alternatif. Cette tension est égale au produit de la tension de grille u_g de la lampe par le coefficient statique d'amplification μ. La résistance interne R_i de la lampe est connectée en série avec cette source de tension. La tension u_s aux bornes de la résistance R_a est la tension de sortie de l'étage.

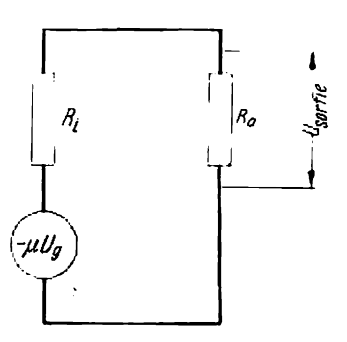


Fig. 18-2. Schéma équivalent d'un étage d'un amplificateur à couplage galvanique

Le schéma représenté sur la fig. 18-1 que nous venons d'examiner ne comprend pas d'éléments à réaction et pour cette raison nous pouvons déterminer le coefficient d'amplification en partant du rapport des valeurs instantanées des tensions. Mais dans la plupart des cas les schémas des amplificateurs comprennent des éléments à réaction et pour cette raison les circuits équivalents de leurs étages sont calculés comme des circuits à courant alternatif par la méthode symbolique et le coefficient d'amplification k est déterminé comme le rapport des amplitudes des tensions de sortie et d'entrée de l'étage; ce coefficient est une grandeur complexe.

Le couplage galvanique des amplificateurs présente le défaut de nécessiter des sources séparées de courant continu pour les circuits anodiques. Ce défaut est éliminé dans les autres modes de couplage où les circuits de courant continu des lampes de l'étage sont séparés électriquement par des condensateurs ou par des transformateurs, ce qui permet d'avoir une source à courant continu commune pour toutes les lampes de l'amplificateur.

On utilise largement le *couplage résistance-capacité* des étages d'amplificateurs pour lequel la tension de sortie de l'étage,

comme pour le couplage galvanique, est créée par la chute de tension dans une résistance pure (rhéostat) mais où le circuit anodique de la lampe est séparé par la capacité de la grille de la lampe de l'étage suivant. Cette capacité laisse passer seulement la composante alternative de la tension anodique.

La fig. 18-3 présente le schéma de principe d'un amplificateur à lampes à chauffage indirect. La tension d'entrée est appliquée

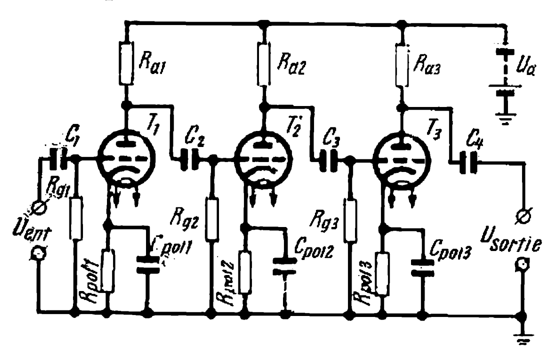


Fig. 18-3. Schéma d'un amplificateur à couplage résistance-capacité

à la grille de la lampe du premier étage par un condensateur C_1 dont la réactance capacitive $\left(\frac{1}{\omega C_1}\right)$ pour la fréquence du signal doit être suffisamment petite pour que toute la tension du signal (composante alternative) agisse sur la grille. La chute de tension dans le circuit anodique de la première lampe (dans la résistance R_{a1}), par l'intermédiaire de la faible réactance capacitive du condensateur C_2, agit sur la grille de la lampe du second étage et sert de tension d'entrée de cette lampe, etc. A la sortie de l'amplificateur le condensateur C_4 laisse passer seulement la composante alternative de la tension du circuit anodique de la troisième lampe. Les lampes fonctionnent avec une polarisation négative automatique créée par la chute de tension dans la résistance R_{pol}, due à la composante continue du courant anodique. La capacité C_{pol} élimine la chute de tension due à la composante alternative du courant anodique car sa faible résistance au passage de cette composante alternative, pour ainsi dire, court-circuite la résistance R_{pol}. Les résistances R_{g1}, R_{g2} et R_{g3} sont nécessaires pour appliquer aux grilles des polarisations négatives. Les triodes ont une source commune de tension anodique U_a (généralement cette tension est fournie par un redresseur à lampes et un filtre). Un transformateur de chauffage assure le chauffage des cathodes. La fig. 18-4, *a* donne le circuit équivalent d'un étage d'amplificateur à couplage résistance-capacité. Ici μu_g est la ten-

sion d'entrée de l'étage; R_i est la résistance interne de la lampe; R_1 est la résistance de charge du circuit anodique (fig. 18-3); C_2 est la capacité de couplage entre l'étage donné et l'étage suivant; R_{g2} est la résistance entre la grille et la cathode de l'étage suivant (résistance d'entrée du second étage), et C_{c2} est la capacité interne de la lampe du second étage (circuit) entre la grille et la cathode. Pour des fréquences moyennes la réactance capacitive du condensateur de couplage C_2 est tellement petite et celle de la capacité C_{c2} est tellement grande qu'on peut les négliger et par là même ramener

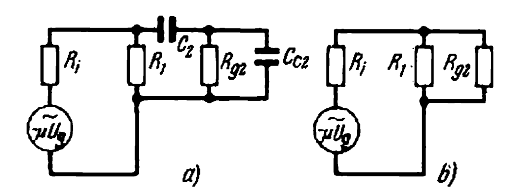


Fig. 18-4. Schéma équivalent d'un étage d'un amplificateur à couplage résistance-capacité (*a*); (*b*) — variante pour moyennes fréquences

le circuit équivalent de l'étage au circuit considéré sur la fig. 18-2 [avec cette différence que la résistance de charge y sera représentée par les branches R_1 et R_{g2} (fig. 18-4, *b*)]. Le coefficient d'amplification pour des fréquences moyennes est la grandeur principale dans le calcul des amplificateurs à couplage résistance-capacité. Il est appelé *coefficient d'amplification nominal.*

Le calcul de ce coefficient pour un amplificateur est facilité par ce que pour des fréquences moyennes on peut considérer chaque étage comme fonctionnant de façon indépendante et son coefficient d'amplification peut être calculé séparément. Le coefficient d'amplification résultant de l'amplificateur sera déterminé par le produit des coefficients d'amplification des différents étages [voir (18-1)].

Dans un amplificateur à *couplage par transformateur* les variations du courant anodique d'une lampe agissent par l'intermédiaire d'un transformateur sur le potentiel de la grille de la lampe de l'étage suivant. La fig. 18-5 donne le schéma d'un amplificateur à deux étages à couplage par transformateurs; les deux lampes à chauffage indirect ont une source commune de tension anodique U_a. Toutes les deux fonctionnent avec une polarisation négative automatique créée par la chute de tension de la composante continue du courant anodique dans la résistance R_{pol}. Grâce à la présence d'un transformateur élévateur, le coefficient d'amplification de la tension dans chaque étage de l'amplificateur peut être supérieur au coefficient d'amplification statique μ de la lampe correspondante.

En première approximation on peut trouver le coefficient d'amplification d'un étage en considérant le transformateur comme un transformateur parfait. Dans un transformateur parfait toutes les pertes ainsi que le courant à vide sont nuls. A cette condition la composante alternative du courant anodique est nulle et, par conséquent,

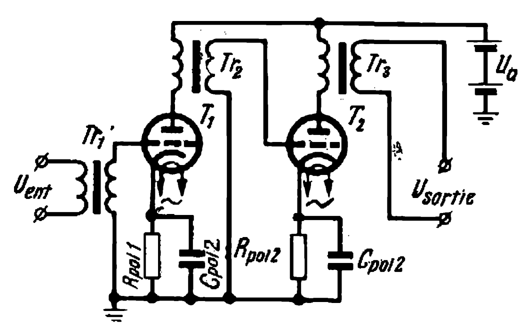


Fig. 18-5. Schéma d'un amplificateur à deux étages à couplage par transformateurs

la chute de tension dans la lampe est absente. Il en résulte que la tension (valeur de crête ou valeur efficace) aux bornes d'entrée du transformateur sera $\dot{U}_{ent} = \mu \dot{U}_g$ et la tension de sortie du transformateur appliquée à la grille de la lampe de l'étage suivant sera:

$$\dot{U}_s = \dot{U}_{ent} \frac{n_2}{n_1} = \mu \dot{U}_g \frac{n_2}{n_1}$$

d'où le coefficient d'amplification de l'étage

$$k_u = \mu \frac{n_2}{n_1} = \mu k_{2\,1}. \tag{18-2}$$

Le rapport de transformation $k_{2\,1}$ des transformateurs modernes destinés à être branchés entre les lampes est compris entre 1 et 3. Il n'est pas rationnel d'augmenter l'amplification par accroissement du coefficient $k_{2\,1}$ car la capacité parasite entre les enroulements augmente excessivement.

Les transformateurs sont dotés de noyaux ferromagnétiques jusqu'aux fréquences atteignant 20 kHz; pour des fréquences plus élevées on utilise des transformateurs sans noyaux.

Le domaine d'utilisation des amplificateurs à couplage par transformateur (par exemple, comme amplificateur de puissance) est limité car dans la plupart des cas il est plus rationnel d'utiliser des amplificateurs à résistances et capacités, qui ont des dimensions plus réduites et coûtent moins cher.

Le *régime de fonctionnement* d'un amplificateur est déterminé par la valeur de la polarisation négative continue. Si, par exemple,

cette polarisation est égale approximativement à la tension de blocage de la lampe, l'amplificateur ne transmet que l'alternance positive du signal harmonique (fig. 18-6, classe B). Selon le régime de travail en fonction de la partie de la période pendant laquelle passe le courant anodique, les amplificateurs se divisent en classes A, AB, B et C. La fig. 18-6 explique ce principe de division. Lors de

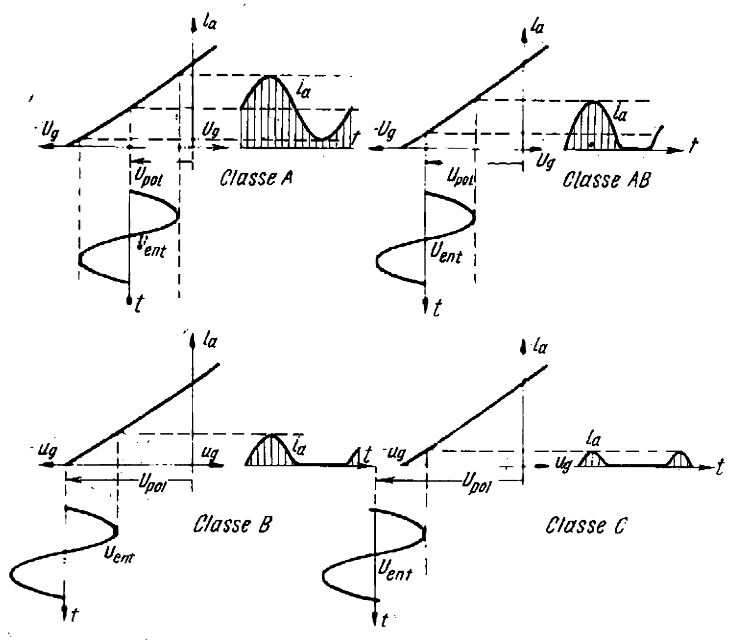


Fig. 18-6. Régime de fonctionnement des amplificateurs de différentes classes

l'amplification suivant la classe A la polarisation de grille est relativement petite, le courant anodique est maintenu pendant toute la période du signal et celui-ci est entièrement transmis par l'amplificateur. Lors du travail selon la classe C la polarisation de grille dépasse largement la tension de blocage de la lampe et pour cette raison en absence de signal le courant anodique est nul. Ce courant n'apparaît que pendant une partie de l'alternance positive du signal, c'est-à-dire pour un temps inférieur à une demi-période, donc seulement une partie de l'alternance du signal est transmise.

Mais d'autre part, les dimensions d'un amplificateur dépendent de son rendement, c'est-à-dire du rapport de sa puissance de sortie en courant alternatif à la puissance fournie par les sources de courant continu qui alimentent l'amplificateur. Plus la composante continue du courant anodique est petite, plus le rendement de l'amplificateur

est grand. Pour cette raison le rendement d'un amplificateur appartenant à la classe A ne dépasse pas 25 % et celui de l'amplificateur de la classe C peut atteindre 80 %. Les amplificateurs de tension fonctionnent, dans la plupart des cas, en régime de classe A, mais pour les amplificateurs de puissance on utilise également d'autres classes.

La *contre-réaction* (voir § 15-20) dans les amplificateurs électroniques est largement utilisée pour augmenter la stabilité du coefficient d'amplification, pour réduire la distorsion du signal provoquée par les éléments non linéaires de l'amplificateur. A cette fin, grâce par exemple à un diviseur de tension une fraction du signal reçu à la sortie est superposée au signal à l'entrée de l'amplificateur.

En fonction de la *grandeur amplifiée* les amplificateurs se divisent en amplificateurs de tension et en amplificateurs de puissance. Nous avons considéré plus haut les problèmes concernant surtout l'amplification de la tension. Notons que dans un amplificateur de tension $U_s > U_{ent}$; en ce qui concerne la puissance de sortie, dans la majorité des cas elle est supérieure à la puissance d'entrée mais elle peut être inférieure. Notons, pour plus de clarté, qu'un transformateur élévateur d'un étage amplifie la tension mais sa puissance de sortie est inférieure à celle d'entrée. Dans un grand nombre de cas le dispositif amplificateur est destiné à mettre en action un certain mécanisme de commande, ce qui demande une puissance plus ou moins grande. Pour cette raison, le rôle de l'*amplificateur de tension* consiste souvent à accroître la tension alternative du signal jusqu'à une valeur suffisante pour agir de façon efficace sur la grille d'une puissante lampe de l'amplificateur de puissance. Le schéma d'un étage de l'*amplificateur de puissance* peut être le même que les schémas des étages d'amplificateurs de tension que nous venons d'examiner mais les conditions de travail d'un amplificateur de puissance sont bien autres.

Comme nous l'avons déjà vu le coefficient d'amplification de tension est d'autant plus grand que la résistance de la charge est plus grande et l'accroissement de cette résistance n'est limitée que par les conditions de la caractéristique de la lampe. Il en est tout autrement pour l'amplification de puissance. Si le circuit équivalent d'un étage de l'amplificateur de puissance peut être réduit à un simple circuit en série (fig. 18-2), le maximum de la puissance de sortie P_s, en fonction de la valeur de la résistance de charge R_{ch}, est déterminé par la condition

$$\frac{dP_s}{dR_{ch}} = 0,$$

or

$$P_s = i_a^2 R_{ch} = (\mu u_g)^2 \frac{R_{ch}}{(R_i + R_{ch})^2},$$

d'où

$$(\mu u_g)^2 \frac{(R_i+R_{ch})^2-R_{ch}(2R_i+2R_{ch})}{(R_i+R_{ch})^4}=0.$$

Et comme $\mu u_g \neq 0$ et $R_i + R_{ch} \neq \infty$ on a $(R_i + R_{ch})^2 - 2R_iR_{ch} - 2R_{ch}^2 = 0$ d'où finalement la condition pour laquelle la puissance livrée sera maximum :

$$R_i = R_{ch}, \tag{18-3}$$

c'est-à-dire que la résistance de la charge doit être égale à la résistance interne de la lampe.

Dans un grand nombre de cas la résistance de la charge est relativement petite (par exemple la résistance des enroulements d'un mécanisme de commande électromagnétique), donc la résistance interne de la lampe de l'amplificateur de puissance doit être petite. Mais le coefficient d'amplification d'une lampe est proportionnel à sa résistance interne. Pour cette raison les lampes d'un amplificateur de puissance prévues pour un courant anodique considérable ont une valeur de μ relativement petite. Il faut donc appliquer à leur grille une tension relativement élevée pour obtenir une puissance de sortie suffisante. De cette façon dans les montages d'amplification répandus on réalise d'abord l'amplification de tension dans un ou plusieurs étages et dans l'étage de sortie on amplifie en puissance.

Les lampes amplificatrices se divisent en lampes destinées à amplifier la tension et en lampes prévues pour amplifier la puissance ; les premières ont un grand coefficient d'amplification, une grande résistance interne et un faible courant anodique ; les lampes amplificatrices de puissance ont un coefficient d'amplification μ relativement faible et une résistance interne réduite. Par contre, elles sont prévues pour de forts courants anodiques et des tensions élevées.

18-3. Générateurs à lampes

L'emploi des générateurs rotatifs pour la production des courants alternatifs de haute fréquence présenterait de grandes difficultés et ne serait pas rationnel du point de vue technique. Par contre, cette tâche est réalisée de façon relativement simple à l'aide des générateurs à lampes qui transforment l'énergie de courant continu des sources d'alimentation en énergie de courant alternatif.

Le premier générateur puissant à lampes à anode refroidie par eau a été construit en 1919 par M. Bontch-Brouiévitch.

Les générateurs à lampes ont été créés pour les postes d'émission radio. Mais actuellement on les utilise largement dans l'industrie. Le champ électrique de haute fréquence est utilisé également pour

le traitement des diélectriques (par exemple, pour le séchage du bois).

Nous allons examiner le principe de fonctionnement d'un générateur à réaction.

Le *générateur à réaction* (fig. 18-7,*a*) appartient à la classe des oscillateurs (générateurs *L*, *C*), c'est-à-dire il comprend un circuit oscillant et une lampe électronique (schéma simplifié). A l'aide de cette dernière, l'énergie de la source de courant continu compense les pertes dans le circuit oscillant et ces oscillations sont entretenues. Dans le cas considéré on entend par *réaction* l'action de la grandeur de sortie, c'est-à-dire des oscillations du courant dans le circuit $L - C$, sur le potentiel de grille, ce qui, à son tour, provoque des variations de courant anodique et de cette façon agit sur le circuit oscillant en y amplifiant les oscillations. La réaction peut être à couplage par transformateur (fig. 18-7), capacitif ou inductif.

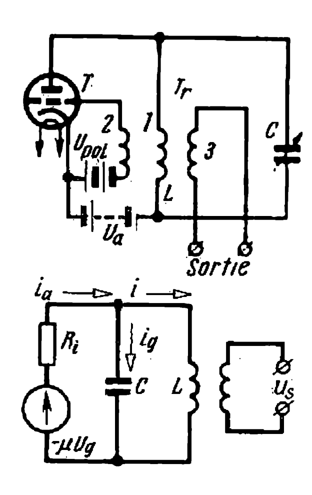


Fig. 18-7. Générateur à lampes à réaction par transformateur
a — schéma; *b* — schéma équivalent du générateur

On peut décrire de façon approximative les phénomènes ayant lieu dans un générateur à réaction par transformateur comme suit: le condensateur *C* chargé par la batterie anodique U_a par l'intermédiaire de la lampe se décharge sur l'inductance *L* du circuit oscillant; c'est une décharge oscillante (§ 12-8). La bobine *L* du circuit oscillant est couplée par induction avec l'enroulement fermé sur la grille et la cathode de la lampe ainsi qu'avec l'enroulement L_3 qui est l'enroulement de sortie du générateur. Les variations du courant *i* dans la bobine *L* provoquent des variations de la tension sur la grille puisque $u_g = \pm M \frac{di}{dt}$, où *M* est l'inductance mutuelle de la bobine *L* et de l'enroulement faisant partie du circuit de la grille. Les variations de la tension u_g à leur tour engendrent des oscillations du courant anodique de même fréquence provoquant l'amplification des oscillations dans le circuit $L - C$, etc. Cette auto-excitation du générateur à lampes continue jusqu'à l'établissement de l'équilibre entre l'énergie qui arrive dans le circuit et les pertes (y compris l'énergie fournie au circuit extérieur par l'enroulement de sortie).

Pour des générateurs à réaction on peut tracer un circuit équivalent (fig. 18-7,*b*) analogue à ceux que nous avons tracés pour les étages d'amplificateurs.

Le rôle de la source de courant y est joué par la composante alternative de la tension anodique de la lampe qui est égale au produit de la composante alternative de la tension de grille par le coefficient d'amplification statique de la lampe. A son tour la composante alternative de la tension de grille est induite par le courant du circuit oscillant : $u_g = \pm M \frac{di}{dt}$. Le signe (+) ou (—) dépend du choix des extrémités de l'enroulement. De cette façon, la source de courant alternatif dans le circuit équivalent fournit une tension égale à $\pm \mu M \frac{di}{dt}$. Cette source de courant est fermée sur le circuit oscillant par l'intermédiaire de la résistance interne R_i de la lampe.

Ecrivons l'équation différentielle du circuit équivalent du générateur qui est caractéristique pour tous les dispositifs pareils. Selon la première loi de Kirchhoff le courant anodique $i_a = i + i_g$ ou

$$i = i_a - i_g. \tag{18-4}$$

En utilisant la deuxième loi de Kirchhoff nous écrivons les équations de la tension pour deux circuits du circuit équivalent :

$$\pm \mu M \frac{di}{dt} = R_i i_a + Ri + L \frac{di}{dt} \tag{18-5}$$

et

$$\frac{1}{C} \int i_g \, dt = R_i + L \frac{di}{dt}, \tag{18-6}$$

où R est la résistance de l'enroulement L. En utilisant les équations (18-5) et (18-6) on détermine les courants i_a et i_g en fonction du courant i et des paramètres du circuit :

$$i_a = -\frac{R}{R_i} i - \frac{L}{R_i} \frac{di}{dt} \pm \frac{\mu M}{R_i} \frac{di}{dt};$$

$$i_g = R_i C \frac{di}{dt} + LC \frac{d^2 i}{dt^2}.$$

En introduisant ces valeurs dans la formule (18-4) on obtient une équation différentielle du second degré :

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R_i RC + L \mp \mu M}{LCR_i} \frac{di}{dt} + \frac{R_i + R}{LCR_i} i = 0.$$

La structure de cette équation est identique à celle de l'équation différentielle d'un simple circuit oscillant (§ 11-8), et la solution d'une telle équation a été examinée de façon assez détaillée dans le chapitre XI. On écrit des équations pareilles sous forme générale comme suite :

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\beta \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0,$$

où ω_0 est la pulsation des oscillations entretenues dans le système et le coefficient 2β de la première dérivée détermine le caractère du processus. Dans un circuit oscillant simple $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$, $2\beta = \frac{R}{L}$; dans les cas plus compliqués ces coefficients peuvent avoir des valeurs très différentes. Mais le processus est toujours de nature oscillatoire si $\omega_0 > \beta$; si $\beta > 0$ le processus devient amorti. Pour

$\beta = 0$ le processus devient entretenu. En appliquant ces déductions au circuit équivalent d'un générateur à lampes nous voyons que la condition pour laquelle des oscillations entretenues apparaissent dans un générateur à réaction est

$$\frac{R_iRC + L \mp \mu M}{LCR_i} = 0,$$

or

$$LCR_i \neq \infty,$$

d'où

$$R_iRC + L \mp \mu M = 0$$

ou

$$\mu M = R_iRC + L; \qquad (18\text{-}7)$$

la solution qui correspond à $-M\frac{di}{dt}$ ne convient pas car $R_iRC + L > 0$.

L'inductance mutuelle $M < L + R_iRC$ et pour cette raison la présence de l'amplification $\mu > 1$ est une condition indispensable pour la génération d'oscillations entretenues.

La fréquence propre de ces oscillations

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_i + R}{LCR_i}},$$

c'est-à-dire à la différence d'un circuit oscillant simple elle dépend non seulement de l'inductance et de la capacité mais aussi des résistances pures du circuit.

En réalité un générateur à lampes est un système non linéaire et au début les oscillations y augmentent, c'est-à-dire

$$R_iRC + L - \mu M < 0.$$

Mais ensuite l'accroissement du courant provoque une augmentation de R_i et dans le circuit s'établissent des oscillations entretenues qui satisfont à la condition (18-7).

18-4. Amplificateurs à transistors

Les grands avantages des triodes au germanium sur les lampes électroniques ont contribué à leur développement rapide. Bien que ces triodes ne datent que de 1948, à l'heure actuelle il est difficile d'énumérer tous les domaines de leur utilisation qui sont extrêmement nombreux. Elles sont employées également dans les dispositifs où il était impossible d'utiliser des lampes électroniques. Nous ne pouvons exposer ici que quelques principes généraux de construction et d'utilisation des amplificateurs à transistors.

En étudiant les amplificateurs à lampes électroniques nous pouvions nous limiter aux schémas dans lesquels la grille et la cathode étaient des électrodes d'entrée de la triode. C'est le mode le plus répandu d'utilisation du pouvoir amplificateur d'une lampe électronique, mais il n'est pas le seul. En examinant les amplificateurs à transistors il faut prendre connaissance des trois schémas principaux d'utilisation du pouvoir amplificateur d'une triode.

Ces schémas sont classés d'après l'*électrode commune*, c'est-à-dire l'électrode qui est en même temps une électrode d'entrée et de sortie. Conformément aux conditions concernant les dispositifs de haute fréquence en radiotechnique cette électrode est appelée « électrode à la masse ». Nous avons indiqué plus haut le premier des trois schémas (fig. 18-8), c'est le *montage à base commune* (dit aussi montage

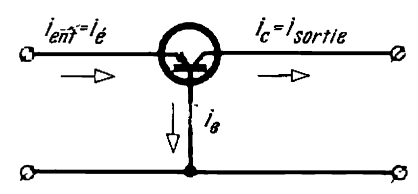


Fig. 18-8. Schéma de branchement d'une triode à semi-conducteur à base commune

à base à la masse). Dans ce schéma, ainsi que dans d'autres schémas d'une triode, nous allons considérer comme positifs les sens des courants (fig. 18-8) adoptés lors de l'explication du principe de fonctionnement de la triode. Dans un schéma à base commune c'est

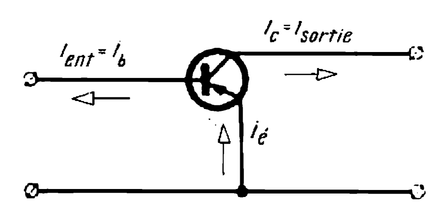


Fig. 18-9. Schéma d'un transistor à émetteur commun

le courant de l'émetteur $i_é$ qui est le courant d'entrée i_{ent} et le courant du collecteur i_c est le courant de sortie i_s, et puisque nous examinons seulement les composantes alternatives des courants de la triode, le facteur d'amplification en courant est

$$k_i = \frac{i_s}{i_{ent}} = \frac{i_c}{i_é} = \alpha. \tag{18-8}$$

Mais dans les triodes à jonction $\alpha < 1$ et pour cette raison dans un schéma à base commune il n'y a pas d'amplification de courant (on a l'amplification en puissance). Pratiquement dans ce schéma $i_c \approx i_é$.

Dans un *montage à émetteur commun* (18-9), c'est le courant de base qui est le courant d'entrée et c'est le courant de collecteur qui est le courant de sortie. Le courant d'émetteur qui commande la

jonction du collecteur y est plus grand que le courant du signal et pour cette raison $k_i > \alpha$. En négligeant le courant I_{co} (courant à vide), on peut considérer:

$$i_c = \alpha i_é.$$

En partant de la première loi de Kirchhoff on a:

$$i_c = i_é - i_b.$$

On a donc (pour les composantes alternatives des courants):

$$k_i = \frac{i_s}{i_{ent}} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1}, \tag{18-9}$$

c'est-à-dire que pour $\alpha < 1$ on a $k_i > 1$. Le sens positif du courant d'entrée, c.-à-d. du courant de base, est opposé au sens positif du

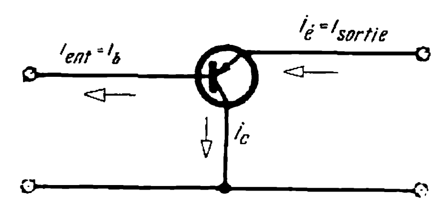


Fig. 18-10. Schéma d'un transistor à collecteur commun

courant de sortie (du courant de collecteur) et par suite, dans un montage à émetteur commun, le courant de sortie est en opposition de phase par rapport au courant d'entrée, autrement dit lors de l'amplification la phase du courant change de 180°.

Dans un *montage à collecteur commun* (fig. 18-10) on a: $i_{ent} = i_b$, $i_s = i_é$. En utilisant la première loi de Kirchhoff on a:

$$i_é = i_c + i_b$$

or

$$i_c = \alpha i_é,$$

d'où

$$k_i = \frac{i_s}{i_{ent}} = \frac{i_é}{i_b} = \frac{1}{1-\alpha} \tag{18-10}$$

et la phase du courant ne change pas lors de l'amplification.

Ici également on a $k_i > 1$.

Les relations (18-8), (18-9) et (18-10) sont approximatives car en les écrivant on n'a pas tenu compte de l'influence de la charge.

Pour comparer les trois schémas marquons, sans entrer dans les détails, que pour un montage à base commune $\alpha = 0,96 = k_i$. Pour un montage à émetteur commun $k_i = 24$ et pour un montage

à collecteur commun $k_i = 25$. La résistance d'entrée d'une triode dont les bornes de sortie sont fermées dans tous les cas considérés sur la même charge sera minimum dans un montage à base commune. Elle sera plus grande dans un montage à émetteur commun et maximum dans un montage à collecteur commun *. L'amplification en tension dans les montages à base commune et émetteur commun est la même et dans un montage à collecteur commun elle est inférieure à l'unité. Le gain maximum en puissance k_p est fourni par un montage à collecteur commun. Il peut être calculé d'après la formule approchée :

$$k_p = \frac{1}{1-\alpha} = k_i,$$

ce qui est naturel car l'amplification en tension pour ce montage est voisine de l'unité. Pour d'autres montages le gain en puissance dépend de la résistance de charge.

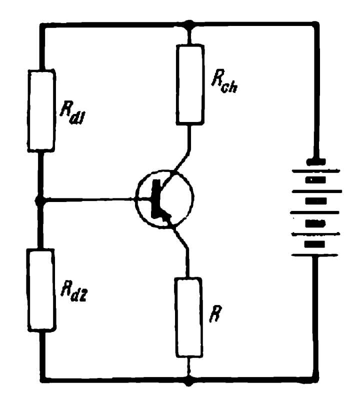


Fig. 18-11. Schéma d'alimentation d'une triode par une seule source

Il n'est pas obligatoire de disposer de deux sources d'énergie pour une triode. La polarisation positive continue nécessaire à l'émetteur peut être créée en divisant la tension de la batterie du collecteur (fig. 18-11) à l'aide des résistances (R_{d1} et R_{d2}).

Lors du calcul des amplificateurs à semi-conducteurs il est très important d'assurer la *stabilisation* des conditions d'alimentation ainsi que des propriétés de la triode. Comme nous l'avons déjà remarqué plus haut une triode au germanium est très sensible aux variations de la température. Ses paramètres dépendent beaucoup du régime, en particulier de la tension du collecteur et diffèrent considérablement d'une triode à l'autre. En particulier, on utilise pour la stabilisation la contre-réaction, c.-à-d. l'action de la grandeur de sortie sur la grandeur d'entrée, action qui s'oppose aux variations de la grandeur d'entrée. Dans le schéma indiqué sur la fig. 18-11 la stabilité du régime d'alimentation de la triode est d'autant plus grande que la résistance R dans le circuit de l'émetteur est grande et que les résistances R_{d1} et R_{d2} sont petites, car l'influence des variations des résistances de jonctions de la triode sur le courant de l'émetteur et sur la tension de polarisation positive diminue. D'autre part, avec l'accroissement de l'action stabilisatrice des résistances R, R_{d1} et R_{d2}, les pertes d'énergie y augmentent.

* Par exemple, pour l'un des types indiqués pour une charge de 10 000 ohms, ces trois résistances seront respectivement de 70, 850 et 200 000 ohms.

Dans les amplificateurs à transistors à plusieurs étages, comme dans les amplificateurs à lampes, on utilise les couplages galvanique, par résistance-capacité et par transformateur entre les étages. La fig. 18-12 donne le schéma d'un étage d'un amplificateur à *couplage par résistance-capacité*, à émetteur commun. La capacité C_{ent} réunit l'étage à l'entrée ou à l'étage précédent et la capacité C_s réunit l'étage à l'entrée de l'étage suivant ou à la sortie de l'amplificateur. La capacité C_{sh} shunte la résistance R et sert de voie de passage

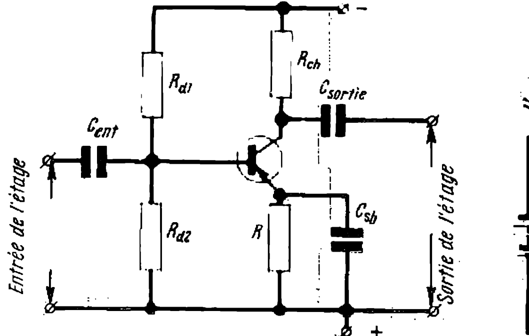


Fig. 18-12. Etage d'un amplificateur à couplage par résistance-capacité

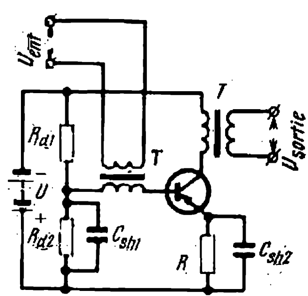


Fig. 18-13. Etage d'un amplificateur à couplage par transformateur

à la composante alternative du signal pour que la puissance du signal ne soit pas dissipée inutilement dans la résistance stabilisatrice R.

La fig. 18-13 donne le montage d'un étage d'un amplificateur à couplage par transformateur comportant un transformateur d'entrée et un transformateur de sortie. Les condensateurs C_{sh1} et C_{sh2} servent à transmettre le signal en dehors des résistances R_{d2} et R. Les bornes (+) et (—) réunissent l'étage à la source de tension continue qui est commune pour tous les étages.

A la différence des amplificateurs à lampes à plusieurs étages où seulement l'étage de sortie est prévu pour transmettre une grande puissance au dispositif de commande tous les autres étages servant seulement d'amplificateurs de tension, dans un dispositif à semi-conducteurs chaque étage contribue à l'amplification en puissance et, par suite, doit être prévu pour la transmission d'une certaine puissance.

18-5. Relais photo-électriques

Nous avons noté à plusieurs reprises la possibilité d'utiliser les appareils électroniques et ioniques pour commander les puissances plus ou moins grandes à l'aide d'une faible puissance. C'est le rôle du relais. Parmi des nombreux relais à appareils électroniques et

ioniques utilisés dans l'industrie les plus répandus sont les relais photo-électriques car la cellule photo-électrique qui forme leur partie sensible est capable de transformer différentes grandeurs non électriques en grandeurs électriques.

D'après le schéma de fonctionnement des relais photo-électriques ils se divisent en relais à *action directe* qui fonctionnent sous l'action

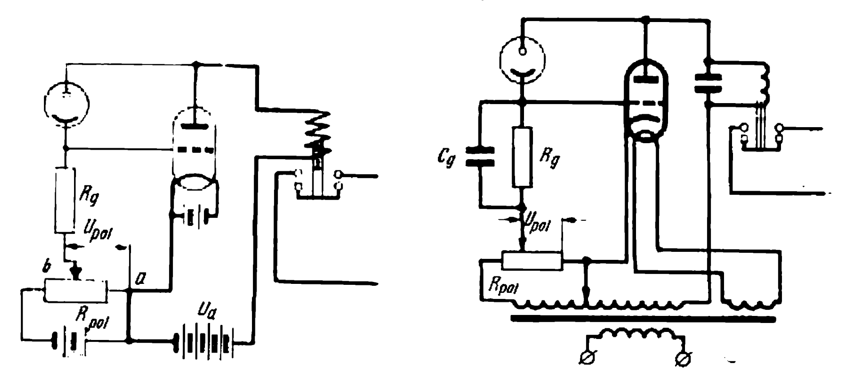


Fig. 18-14. Schéma d'un relais photo-électrique à action directe

Fig. 18-15. Schéma d'un relais photo-électrique à action directe à courant alternatif

de l'énergie rayonnante sur la cellule photo-électrique et en relais à *action inverse* qui fonctionnent lorsque la cellule photo-électrique n'est pas éclairée.

La fig. 18-14 donne le schéma d'un relais photo-électrique à action directe. Tant que cette cellule n'est pas soumise à l'action de la lumière elle ne laisse pas passer le courant et le potentiel de la grille de la lampe par rapport à la cathode est négatif, car à la grille est appliquée une polarisation négative créée dans la partie $a - b$ de la résistance R_{pol} par le courant d'une source auxiliaire. Le potentiel négatif de la grille bloque la lampe et le courant dans son circuit anodique est nul ou est insuffisant pour faire fonctionner le mécanisme de commande. L'énergie rayonnante dirigée sur la cellule photo-électrique fait naître un courant photo-électrique, d'où le potentiel de la grille croît car elle est connectée par l'intermédiaire de la cellule au pôle positif de la batterie anodique U_a. La lampe est débloquée et son courant anodique provoque le fonctionnement du mécanisme de commande, par exemple un électro-aimant attire son noyau et ferme ainsi les contacts dans le circuit à courant plus intense. De cette façon on met en marche un moteur, on enclenche un signal lumineux, etc.

Le schéma d'action inverse peut être obtenu en partant du schéma de la fig. 18-14 et en changeant les places de la cellule photo-

électrique et de la résistance R_g. La grille a un potentiel négatif tant que la cellule est éclairée, puisque une polarisation négative est appliquée à la grille par l'intermédiaire de la cellule. Lorsque la cellule n'est pas éclairée la polarisation négative n'est pas appliquée à la grille et cette dernière reçoit un potentiel positif puisqu'elle est connectée par une grande résistance R_g au pôle positif de la batterie anodique U_a : la lampe est débloquée et son courant anodique provoque le fonctionnement du mécanisme de commande.

Etant donné que la cellule photo-émissive et la lampe amplificatrice sont des appareils formant soupape, les relais photo-électriques peuvent être alimentés directement en courant alternatif par l'intermédiaire d'un transformateur approprié. Dans ce cas le courant photo-électrique passe par la cellule éclairée seulement pendant la démi-période où la tension appliquée à la cellule correspond à son sens conducteur. Les montages des relais photo-électriques doivent être complétés par des condensateurs destinés à shunter la résistance de grille et de mécanisme commandé pour le passage des composantes alternatives des courants redressés. La fig. 18-15 donne un schéma d'action directe à courant alternatif qui pratiquement est identique au schéma de la fig. 18-14. En changeant les places de la cellule photo-électrique et de la résistance R_g avec C_g on obtient un schéma d'action inverse. Le passage au courant alternatif diminue la sensibilité du relais photo-électrique de plus de deux fois.

18-6. Oscillographe électronique

En plus du tube cathodique un oscillographe électronique contient plusieurs dispositifs électroniques auxiliaires qui forment des blocs séparés, chacun d'eux étant destiné à un but spécial. Pour des dispositifs pareils on indique souvent des schémas fonctionnels sur lesquels on marque seulement l'endroit de l'ensemble correspondant dans le schéma général (fig. 18-16). Les schémas des ensembles sont considérés séparément si ces derniers ont des particularités spécifiques. Nous n'examinerons pas les ensembles auxiliaires d'un oscillographe et nous nous bornerons à décrire son fonctionnement.

L'élément de mesure dans un oscillographe est le tube cathodique (§ 17-9). La tension à étudier u_x est appliquée aux plaques déviatrices du tube. La déviation du spot sur l'écran, créée par le champ de ces plaques, est proportionnelle aux valeurs instantanées de u_x. La tension alternative u_x provoque des oscillations du spot sur l'écran dans un seul plan. Pour l'observateur ces oscillations se présentent comme une bande claire. Pour les observer sous forme d'une courbe de u_x en fonction du temps, il est nécessaire d'assurer leur balayage dans le temps qui a la même importance que le balayage à l'aide d'un polyèdre à miroir dans un oscillographe magnéto-

électrique. Dans un oscillographe électronique ce balayage est réalisé par l'action d'un second champ électrique, perpendiculaire au champ déviateur, sur le faisceau électronique.

Le champ de balayage doit changer périodiquement dans le temps ; la loi de cette variation doit être connue et la fréquence doit être égale à la fréquence de u_x ou à un multiple de cette fréquence.

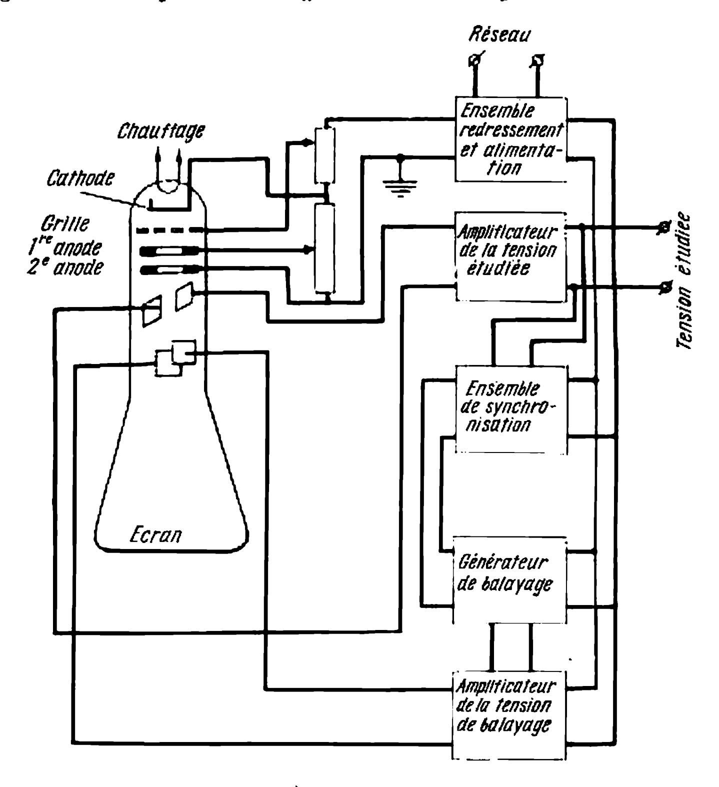


Fig. 18-16. Schéma fonctionnel d'un oscillographe électronique

On utilise généralement dans un oscillographe pour le balayage une tension en dents de scie (fig. 18-17) fournie par un générateur de balayage spécial (un générateur de relaxion à lampes). Cette tension varie dans le temps de façon linéaire suivant une courbe en dents de scie où t_1 (la durée de l'accroissement de la tension) est plusieurs fois plus grande que t_2 (la durée de son décroissement). Les tronçons à faible pente (t_1) de la courbe en dents de scie sont utilisés comme partie observée du cycle et les tronçons à forte pente (t_2) servent pour la course de retour du faisceau électronique (fig. 18-18). Les

oscillations en dents de scie doivent être synchronisées avec la tension u_x. L'oscillographe comporte un bloc synchronisateur spécial. L'action sur le potentiel de la grille du tube cathodique permet de bloquer ce dernier pendant la course de retour du faisceau et de cette façon l'image de cette course ne paraît pas sur l'écran.

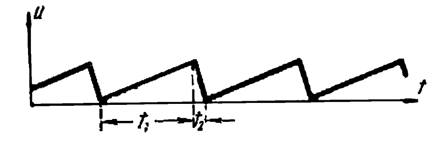


Fig. 18-17. Courbe de tension en dents de scie

L'oscillographe est doté de deux amplificateurs à lampes permettant de régler le coefficient d'amplification dans une large plage de valeurs. L'un de ces amplificateurs sert à amplifier la tension du générateur de balayage et l'autre permet d'amplifier u_x.

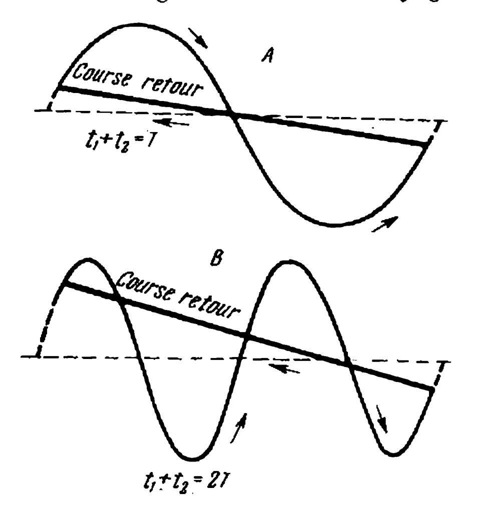


Fig. 18-18. Course aller et retour d'un faisceau électronique sur l'écran

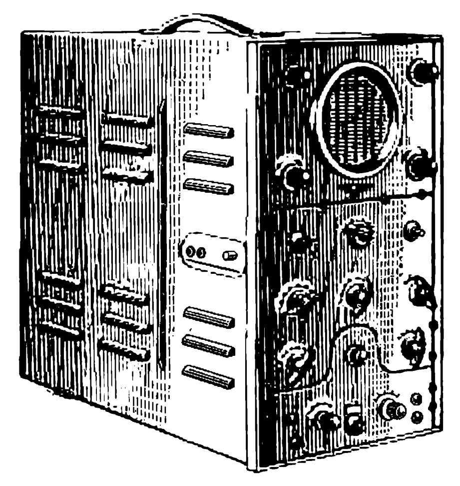


Fig. 18-19. Vue du panneau de commande d'un oscillographe électronique

L'amplification de u_x permet d'observer et de photographier aussi les courbes du courant; à cet effet, on applique à l'entrée de l'amplificateur de u_x une chute de tension créée par le courant étudié dans une résistance relativement faible (dans un shunt). Un dispositif spécial permet de photographier les courbes. Les amplificateurs et le générateur de balayage sont montés dans la boîte commune de l'oscillographe. Les boutons de commande se trouvent sur le

panneau de l'oscillographe (fig. 18-19). Pour faciliter le comptage des déviations du faisceau on place sur l'écran un disque en celluloïde comportant une échelle.

Dans la majorité des cas les oscillographes électroniques sont à un faisceau. On les fait aussi à deux faisceaux, mais les appareils à quatre faisceaux sont très rares.

Comparé à un oscillographe magnéto-électrique l'oscillographe électronique présente plusieurs avantages: il est pratiquement sans inertie, son prix est peu élevé, il est très sensible et facile à manipuler. Par contre, l'oscillographe magnéto-électrique présente des meilleures conditions pour photographier et observer simultanément un grand nombre de phénomènes grâce à la possibilité d'augmenter facilement le nombre de vibrateurs.

18-7. Relais électroniques

Le relais est un appareil à l'aide duquel une puissance relativement faible met en action un système beaucoup plus puissant ou règle le régime de ce dernier. Parmi des nombreux relais électroniques le *relais à temps* est un des plus simples. Sur la fig. 18-20 est indiqué le schéma de principe d'un tel relais destiné à ouvrir un circuit de commande. Tant que le contact de commande K est fermé, une tension négative U est appliquée à la grille de la triode et cette dernière est bloquée. Lorsque ce contact s'ouvre la tension négative à la grille est maintenue par le condensateur C mais ce dernier se décharge graduellement sur la résistance R et la tension à ses armatures diminue selon l'expression connue (voir § 6-5)

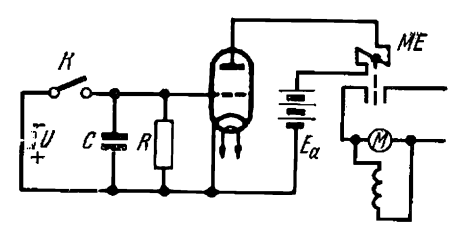


Fig. 18-20. Schéma d'un relais à temps électronique

$$u_c = Ue^{-\frac{t}{RC}}.$$

Par suite de la diminution de la tension négative de grille la triode est débloquée et son courant anodique augmente progressivement pour atteindre une valeur suffisante pour faire fonctionner un mécanisme de commande ME (par exemple la bobine ME attirera le noyau et de cette façon fermera les contacts d'un circuit puissant comportant le moteur électrique M). En réglant R et C on peut établir la *temporisation* nécessaire entre l'ouverture du contact K et le fonctionnement du mécanisme de commande. On peut

remplacer le contact K, par exemple, par une cellule photo-électrique; lorsque cette dernière ne sera pas éclairée le condensateur se déchargera et le dispositif fonctionnera.

18-8. Potentiomètre électronique automatique

Dans cet appareil un dispositif électronique est utilisé pour contrôler l'équilibrage automatique de la grandeur mesurée et il peut être utilisé pour régler automatiquement un processus de fabrication. L'appareil comprend des blocs de mesure, de transformation, d'amplification et de commande.

Dans le bloc de mesure, on utilise la méthode de mesure par compensation. Son schéma de principe, sous sa forme la plus simple,

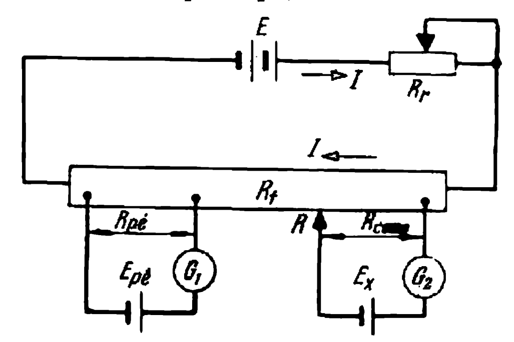


Fig. 18-21. Schéma simplifié pour la mesure par compensation

est indiqué fig. 18-21. La source auxiliaire E de courant continu I est fermée sur le potentiomètre par l'intermédiaire de la résistance de réglage R_r; R_f est une résistance fixe, dont la différence de potentiel de deux points est utilisée pour équilibrer la force électromotrice mesurée E_x. Pour établir exactement une valeur determinée du courant I, on utilise pour la mesure par compensation la force électromotrice d'une pile étalon $E_{pé}$ branchée, par l'intermédiaire d'un galvanomètre G_1, en deux points du potentiomètre et dont la résistance $R_{pé}$ est exactement connue. La tension $R_{pé}I$ est opposée à la tension $E_{pé}$. En réglant le courant I par variation de R_r on amène au zéro la déviation du galvanomètre G_1 et par conséquent la force électromotrice de la pile étalon est compensée: $E_{pé} = R_{pé}I$.

La valeur de $E_{pé}$ est exactement connue et pour cette raison en compensant cette tension on établit dans le potentiomètre une valeur déterminée du courant I; cette valeur du courant doit rester la même durant toutes les mesures ultérieures.

Pour compenser la force électromotrice à mesurer E_x il faut déplacer le curseur R jusqu'au moment où le galvanomètre G_2 indique

un courant nul. La compensation ainsi réalisée, et la force électromotrice à mesurer peut être déterminée de la condition de compensation: $E_x = R_{comp}I$ car la valeur du courant I est connue et la valeur de R_{comp} est lue sur le cadran du potentiomètre. Cette méthode présente un grand avantage car elle permet de mesurer (ou d'utiliser aux fins de commande) la force électromotrice des sources de faible puissance.

Dans le bloc de mesure du potentiomètre électronique ЭПД07, fabriqué en série en Union Soviétique, le potentiomètre est exécuté

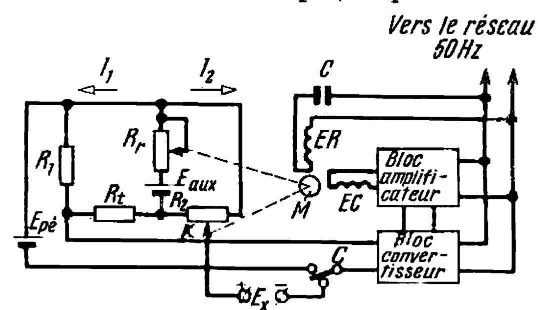


Fig. 18-22. Bloc de mesure d'un potentiomètre électronique

suivant un schéma en pont (fig. 18-22) spécialement adapté pour des mesures thermo-électriques. La source auxiliaire du courant (une pile sèche) est placée dans la diagonale du pont. Le courant de cette source est divisé entre les branches du pont en deux parties I_1 et I_2, le rapport constant entre eux étant connu. Avant le début des mesures on compense dans l'appareil la force électromotrice de la pile étalon $E_{pé}$ par réglage automatique de la résistance R_r qui fait varier le courant I_1 jusqu'à la réalisation de la condition $I_1 = \frac{E_{pé}}{R_{pé}}$. Une valeur déterminée du courant I_2 est alors établie. Ensuite le dispositif de réglage automatique est commuté sur le circuit de la force électromotrice à mesurer et on assure l'équilibrage de E_x en déplaçant le curseur K sur la résistance à fil calibré R_2. La chute de tension qui compense E_x est due à deux tensions de signes opposés R_2I_2 et R_tI, et lorsque l'on obtient la compensation $E_x = R_2I_2 - R_tI_1$. Un tel schéma de compensation a été choisi en tenant compte de la destination spéciale du potentiomètre prévu pour mesurer la température par mesure de la force électromotrice des couples thermo-électriques. Mais la force électromotrice d'un couple thermo-électrique est proportionnelle à la différence des températures des soudures froide et chaude du couple et non pas à la température de la soudure chaude. Pour éliminer l'influence de la température de la soudure froide sur le résultat de mesure de la tem-

pérature on utilise dans le schéma du potentiomètre une résistance R_t dont la valeur varie avec la température. Cette résistance se trouve dans les mêmes conditions de température que la soudure froide du couple. Il en résulte que lorsque la température de la soudure froide augmente la différence de potentiel du couple diminue bien que la température de l'objet à mesurer n'ait pas changé. La compensation aurait été perturbée, mais en même temps la résistance R_t a augmenté ce qui a diminué la tension de compensation et la compensation reste.

Pour réaliser l'équilibrage automatique il faut disposer d'un mécanisme qui déplace les curseurs sur les résistances correspondantes du potentiomètre. Ce mécanisme est commandé par la *tension*

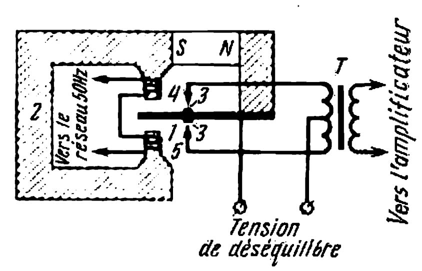


Fig. 18-23. Schéma du bloc de transformation

de déséquilibre du potentiomètre, c'est-à-dire par la différence entre la force électromotrice compensée et la tension de compensation, d'abord c'est $E_{\text{pé}} - R_{\text{pé}}I_1$ et ensuite $E_x - R_2I_2 + R_tI_1$.

Le commutateur C permet d'appliquer d'abord à l'entrée des blocs de transformation et de commande la tension de déséquilibre $E_{\text{pé}}$ et ensuite pour toutes les mesures la tension de déséquilibre E_x.

La puissance que l'on peut prélever directement sur le potentiomètre est minime. Pour cette raison il faut amplifier la tension de déséquilibre après l'avoir transformée en tension alternative.

Le bloc de transformation comporte un convertisseur à vibreur et un transformateur (fig. 18-23). Le convertisseur à vibreur est un *électro-aimant polarisé*: un aimant permanent NS aimante la partie mobile de l'appareil en l'occurence une plaque élastique en acier *1* dont le bout libre peut vibrer entre les pôles de l'électro-aimant *2* excité par le même aimant permanent. Les enroulements de l'électro-aimant sont parcourus par un courant alternatif de fréquence industrielle. En fonction du sens de ce courant, la plaque est attirée tantôt par l'un, tantôt par l'autre pôle de l'électro-aimant, et puisque sa fréquence propre est suffisamment grande elle vibre à une fréquence égale à celle du courant alternatif qui excite l'électro-aimant.

Un pôle du circuit de déséquilibre du potentiomètre est connecté à la plaque et l'autre pôle de ce circuit est connecté au point milieu

de l'enroulement primaire du transformateur *T*. Lorsque la plaque vibre les contacts mobiles *3* fixés sur cette dernière touchent les contacts fixes *4* et *5*. De cette façon ils ferment le circuit de courant continu de déséquilibre tantôt par l'une, tantôt par l'autre moitié de l'enroulement primaire du transformateur *T*. Dans ces conditions les forces magnétomotrices des deux moitiés de l'enroulement du transformateur sont de sens opposés et pour cette raison elles

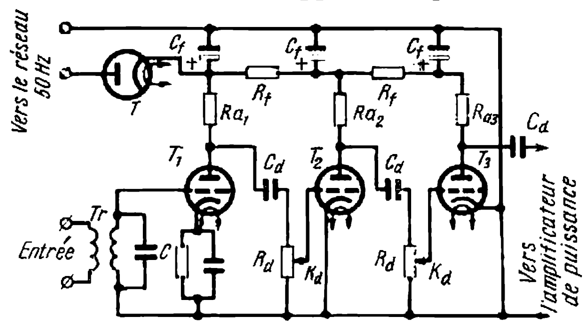


Fig. 18-24. Schéma de l'amplificateur de tension à trois étages d'un potentiomètre électronique

forment dans le noyau du transformateur un flux magnétique qui change périodiquement de sens. Dans l'enroulement secondaire du transformateur apparaît une force électromotrice alternative dont la fréquence est égale à celle du secteur et la phase relative dépend du signe de la tension de déséquilibre. Cette force électromotrice est appliquée à l'entrée de l'amplificateur électronique.

L'amplificateur comprend trois étages qui forment l'amplificateur de tension (fig. 18-24) et un étage, l'amplificateur de puissance sensible à la phase.

Pour alimenter tous les étages de l'amplificateur de tension en courant anodique on utilise la diode *T* et les ondulations de la tension redressée par cette dernière passent par un filtre comprenant des résistances R_f et des condensateurs C_f. Le condensateur *C* branché en parallèle avec l'entrée de la première triode T_1 est utilisé comme filtre servant à supprimer les harmoniques supérieurs dans la courbe de la force électromotrice (voir § 10-10). La première triode fonctionne avec une polarisation automatique. La tension amplifiée est appliquée à la grille de la deuxième triode T_2 par l'intermédiaire du condensateur de coupure C_d et le diviseur de tension R_d. La grille de la triode T_2 est connectée au curseur K_d du diviseur de tension ce qui permet de régler le coefficient d'amplification. Cette triode fonctionne suivant un schéma simplifié sans polarisation négative automatique, car pour cet amplificateur la naissance du courant

de grille dans le second étage et une certaine distorsion de la courbe de la tension amplifiée n'ont pas d'importance. Le schéma de montage du troisième étage avec la triode T_3 ne diffère pas du schéma de montage du deuxième étage.

La sortie de l'amplificateur de tension forme l'entrée de l'amplificateur de puissance (fig. 18-25) comprenant deux triodes. Les

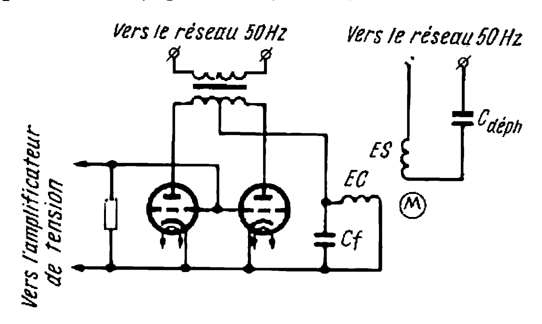


Fig. 18-25. Schéma de l'amplificateur de puissance et du moteur de commande

grilles de ces deux tubes sont branchées en parallèle et les anodes sont connectées aux deux bornes opposées de l'enroulement secondaire du transformateur. Les cathodes des deux lampes sont connectées au point milieu de l'enroulement du transformateur par l'intermédiaire de l'enroulement de commande *EC* du moteur *M*. Tant que les grilles des lampes ne sont pas soumises à une tension, ces lampes fonctionnent comme deux diodes branchées suivant un schéma de redressement des deux alternances (voir § 17-4) d'où l'enroulement *EC* est parcouru par un courant pulsatoire (fig. 18-26) dont la composante alternative a une fréquence double de la fréquence du secteur. Par le deuxième enroulement *ES* du même moteur passe un courant ayant la fréquence du secteur. Dans ces conditions aucun champ tournant ne naît dans le moteur et son rotor reste immobile.

Mais lorsqu'il existe un déséquilibre dans le circuit du potentiomètre, aux grilles des lampes de l'amplificateur de puissance est appliquée une tension alternative qui est en phase avec l'un des courants anodiques (fig. 18-27) et amplifie ce dernier, tandis que durant la deuxième moitié de la période la tension de grille bloque la deuxième lampe ou affaiblit son courant. Il en résulte que par l'enroulement *EC* passera un courant pulsatoire avec une grande composante alternative dont la fréquence est celle du secteur. Dans ce cas les flux magnétiques du moteur donnent naissance à un champ tournant et le rotor se met en mouvement. Le condensateur $C_{déph}$ dans le circuit de l'enroulement du secteur *ES* du moteur

sert à assurer un déphasage voisin de 90° entre les flux alternatifs des deux enroulements (voir § 14-22). Par une transmission mécanique appropriée, le rotor agit sur le curseur de la résistance à fil calibré en le déplaçant de façon à diminuer la tension de déséquilibre. Lorsque la compensation est obtenue le rotor s'arrête. En fonction

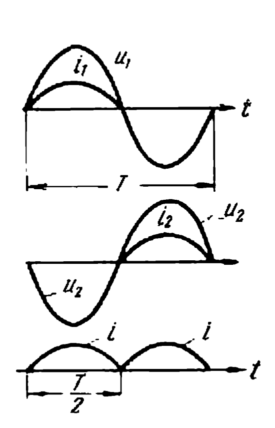


Fig. 18-26. Courbes de tensions et de courants d'un amplificateur de puissance à compensation

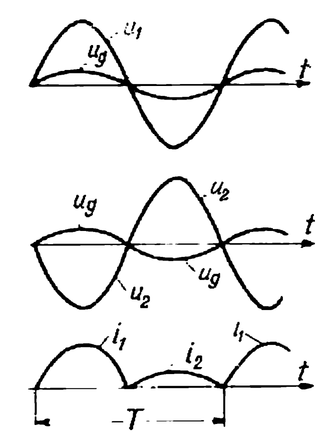


Fig. 18-27. Courbes des courants d'un amplificateur de puissance avec une tension de déséquilibre dans le potentiomètre

du signe de la tension de déséquilibre la phase de la tension aux grilles de l'amplificateur de puissance change de 180°, donc le sens de rotation du moteur M change également.

Le curseur R est muni d'une aiguille qui indique sur le cadran de l'appareil la valeur de E_x ou de la température. En même temps, une plume également solidaire du curseur inscrit les indications de l'appareil sur un disque ou un ruban de papier.

Le potentiomètre est utilisé également pour le réglage automatique de la température. Dans ce cas le curseur de la résistance à fil calibré est placé dans une position déterminée qui établit la température requise de l'appareil à régler et le moteur agit alors non pas sur la position du curseur du potentiomètre mais sur le régulateur qui commande l'arrivée du combustible (gaz, pétrole ou énergie électrique). La tension de déséquilibre oblige le moteur d'agir sur ce régulateur jusqu'au moment où la force électromotrice du couple thermoélectrique (force électromotrice qui correspond à la valeur de consigne de la température) équilibre la tension de compensation.

Pratiquement le schéma du potentiomètre diffère du schéma de principe indiqué par l'emploi de doubles lampes, de transformateurs auxiliaires, etc.

Chapitre XIX

COMMANDE ÉLECTRIQUE

19-1. Développement de la commande électrique

A l'heure actuelle la commande la plus répandue est la commande électrique. On appelle ainsi la partie de l'installation comprenant un moteur électrique, le mécanisme de transmission et tout l'appareillage nécessaire pour manœuvrer le moteur électrique.

Dans ce chapitre nous examinons seulement les problèmes concernant le choix d'un moteur électrique de commande, car les questions générales de l'appareillage électrique seront examinées dans le chapitre suivant.

Avant l'apparition de la commande électrique on utilisait dans la grande industrie comme moteur universel la machine à vapeur qui, par l'intermédiaire de courroies, entraînait un dispositif de transmission commun réuni par courroies à un groupe de machines. Au début, le moteur électrique a simplement remplacé la machine à vapeur mais le principe de commande par groupe a été conservé.

La commande mécanique d'une machine par moteur électrique au moyen d'engrenages provoque de grandes pertes d'énergie dans le dispositif de transmission (dépassant parfois 50 %). En plus, de tels dispositifs sont encombrants. Pour cette raison, la commande par groupe a été progressivement remplacee par la commande individuelle: un moteur électrique entraîne une seule machine avec laquelle il est accouplé autant que possible directement.

La commande individuelle où le moteur électrique se trouve tout près de la machine a permis de les adapter l'un à l'autre. Et une question se posa à savoir: la diminution des pertes à l'intérieur de la machine commandée. L'existence d'un seul moteur demande souvent des dispositifs spéciaux (pignons, courroies, excentriques, etc.) pour la transmission de l'énergie à l'intérieure de la machine. L'élimination de l'élément mécanique intermédiair pour transmettre l'énergie à l'intérieur de la machine a été la suite naturelle du développement de la commande électrique, c'était le passage à la commande d'une seule machine par plusieurs moteurs. Des différents organes de travail de la machine sont alors commandés individuellement. En même temps, on règle électriquement la vitesse

des pièces en mouvement supprimant ainsi les dispositifs mécaniques compliqués (boîtes de vitesse, etc.). L'accouplement direct du moteur électrique avec l'organe de travail oblige de repenser la construction de la machine et il en résulte que dans de nombreuses machines-outils modernes les équipements électrique et mécanique sont tellement liés qu'il est difficile d'indiquer la limite qui les sépare.

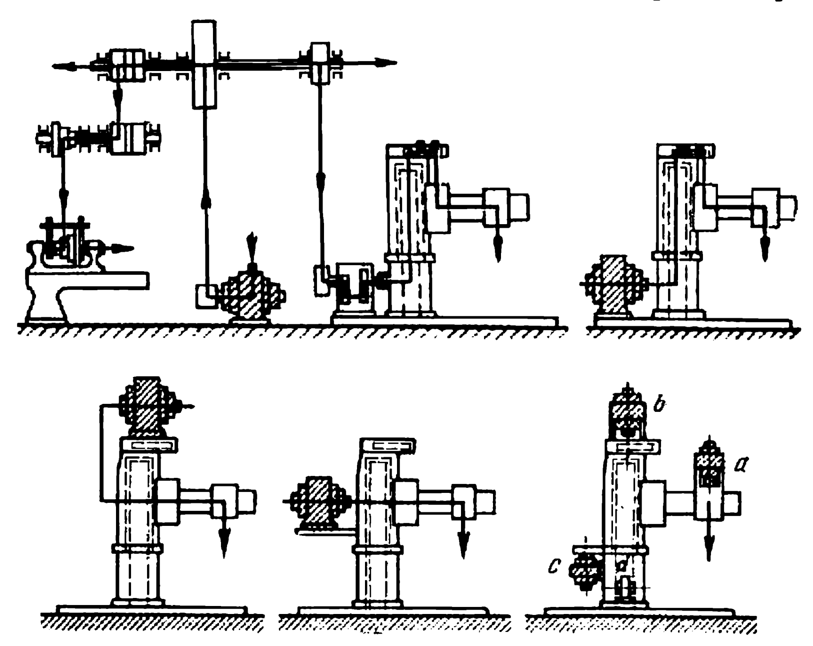


Fig. 19-1. Différentes étapes rapprochant le moteur électrique des organes de travail d'une perceuse radiale

Sur la fig. 19-1 on a montré schématiquement les différentes étapes rapprochant le moteur électrique des organes de travail d'une perceuse radiale, le passage de la commande par groupe à la commande individuelle progressivement perfectionnée et puis à la commande par plusieurs moteurs (*a*, *b*, *c* et *d*) des organes de travail de la machine.

La commande individuelle et la commande par plusieurs moteurs ont permis de passer de la manœuvre mécanique de la machine à l'aide de manchons, courroies, etc. à la manœuvre électrique (dans la plupart des cas par boutons-poussoirs). Il en résultait un changement radical non seulement de la construction de la machine mais aussi de son exploitation car il est devenu possible de régler rapidement la machine, d'alterner les cycles de travail et, par suite,

d'accroître notablement le rythme de travail et la productivité de la machine. Mais le changement rapide des opérations rend nécessaire la libération de l'homme du contrôle et de la commande des cycles de travail identiques de la machine-outil. On y arrive grâce à l'*automatisation* qui peut être réalisée de la façon la plus rationnelle, la plus économique et relativement simple par des méthodes électriques.

Le développement de la commande électrique est intimement lié à l'automatisation utilisée actuellement pour la commande de

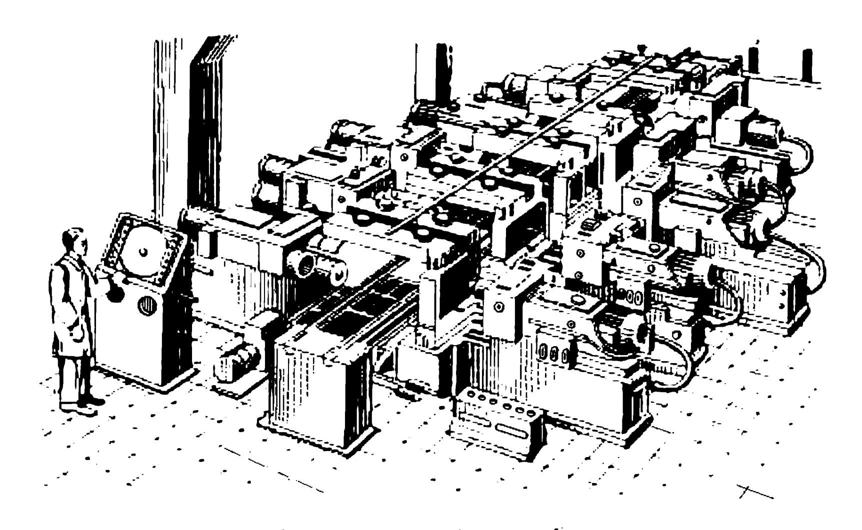


Fig. 19-2. Machine-transfert

nombreux moteurs d'un train à blooms dont la puissance totale atteint plusieurs milliers de kilowatts ainsi que pour la commande d'un simple moteur asynchrone à rotor en court-circuit dont la puissance est inférieure à 1 kW. Dans certains cas on réalise seulement l'automaticité des opérations les plus simples telles que la mise en marche et l'arrêt du moteur; dans d'autres cas, on exécute automatiquement des opérations très compliquées, par exemple, la réalisation d'un certain programme d'opérations ou le travail suivant un gabarit; la protection contre les surcharges et les endommagements est aussi automatique, etc. L'automatisation est nécessaire pour actionner de puissants mécanismes, pour les dispositifs de commande compliqués demandant un réglage rapide et fréquent de la vitesse des moteurs, pour les dispositifs de commande à démarrage fréquent du moteur (par exemple dans un train à blooms certains mécanismes sont mis en marche jusqu'à 2 000 fois à l'heure). La commande électrique automatique permet d'obtenir une plus grande producti-

vité des machines avec une haute qualité des produits réalisés et une grande économie d'énergie électrique.

Parmi les dispositifs automatiques on peut citer comme particulièrement compliqué le système de chargement automatique d'un haut fourneau qui demande pour la réalisation du programme déterminé l'accord complet d'un grand nombre de mécanismes. Un haut fourneau moderne est manœuvré grâce à environ 500 contacteurs et relais.

La création des machines-transfert est la suite du développement de l'automatisme dans l'industrie. C'est un groupe de machines qui exécutent, l'une après l'autre, un cycle d'opérations pour l'usinage des pièces qui se déplacent automatiquement d'une machine à l'autre (fig. 19-2).

19-2. Classification des services des moteurs de commande

Les particularités du service ont une grande importance pour le choix de l'équipement électrique des dispositifs de commande.

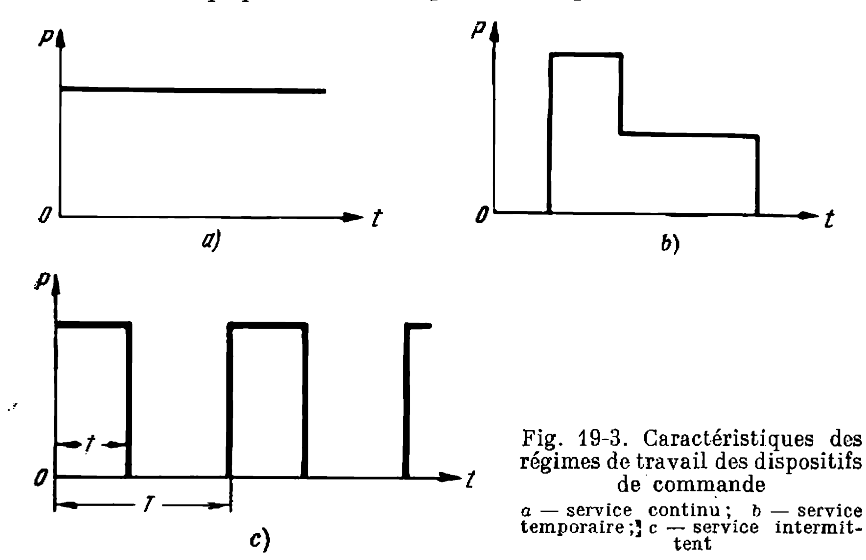


Fig. 19-3. Caractéristiques des régimes de travail des dispositifs de commande

a — service continu ; *b* — service temporaire ; *c* — service intermittent

On distingue trois types de services : continu, temporaire et intermittent.

En *service continu* la charge du moteur varie peu et la température du moteur de commande atteint sa valeur permanente (fig. 19-3, *a*). Les appareils suivants travaillent en service continu : ventilateurs,

compresseurs, pompes centrifuges, convoyeurs pour transport continu, désintégrateurs employés dans l'industrie métallurgique, aspirateurs de fumée des centrales électriques, machines à papier, machines de finition de tissus, etc.

En *service temporaire* la période de travail est relativement courte (fig. 19-3, *b*) et la température du moteur n'arrive pas à atteindre la valeur permanente. L'interruption du travail de la machine est suffisamment grande et le moteur arrive à se refroidir jusqu'à la température du milieu ambiant. Un tel service est propre aux divers mécanismes d'action temporaire: écluses, ponts mobiles, trains d'atterrissage des avions, etc.

En *service intermittent* les périodes de travail alternent avec des pauses (arrêt ou marche à vide), et pendant aucune des périodes de travail la température du moteur n'atteint sa valeur permanente et pendant l'absence de la charge le moteur n'arrive pas à se refroidir jusqu'à la température du milieu ambiant. La durée totale du cycle de travail T (fig. 19-3, *c*) ne doit pas dépasser 10 minutes. La grandeur caractéristique pour le service intermittent est le rapport de la partie utile de la période t à la période entière T. Cette grandeur est appelée facteur de charge. Comme machines à service intermittent on peut indiquer diverses machines-outils pour travailler les métaux par enlèvement de matière, les laminoirs, les sondeuses utilisées dans l'industrie pétrolière, etc.

La *puissance en service continu* d'un moteur électrique est la puissance qu'il peut fournir sur l'arbre pendant un temps arbitrairement long sans que sa température dépasse la température admissible. Etant donné que dans une machine électrique ce sont les isolants qui ont le coefficient de tenue à la chaleur le plus petit, la plus haute température admissible de l'échauffement des isolants est la température maximum admissible pour le moteur. Evidemment, l'échauffement du moteur dépend de la température du milieu ambiant et la puissance en service continue du moteur dépend de cette dernière. La puissance nominale indiquée sur le moteur est déterminée pour une température du milieu ambiant standard égale à 35 °C. Si la température du milieu ambiant dépasse 35 °C la puissance en service continu du moteur sera inférieure à celle indiquée sur la plaque signalétique.

Pendant un temps très court le moteur peut développer une puissance de beaucoup supérieure à sa puissance nominale. La *puissance de surcharge instantanée* d'un moteur est la puissance maximum que le moteur peut fournir sur l'arbre pendant un intervalle de temps très court sans être endommagé. Une telle puissance est déterminée, dans la plupart des cas, par les propriétés électriques du moteur (couple maximum pour un moteur asynchrone ou conditions de commutation pour les moteurs à courant continu) et parfois par la

construction mécanique du moteur. Les propriétés de surcharge instantanée d'un moteur sont généralement caractérisées par le *coefficient de surcharge en couple* λ_c, c'est-à-dire par le rapport du couple de surcharge temporaire maximal admissible au couple nominal: $\lambda_c = C_{max} : C_{nom}$. Pour la plupart des moteurs λ_c est égal environ à 2 (dans des moteurs spéciaux cette grandeur est égale à 3 ou à 4).

Dans certains cas ce n'est pas la capacité de surcharge instantanée mais la capacité de surcharge pour un intervalle déterminé relativement court qui est importante. La *puissance de surcharge temporaire* (*puissance temporaire*) c'est la puissance que le moteur peut fournir pendant un intervalle de temps déterminé (5, 10, 15, 30 mn, etc.), après lequel le moteur doit être mis hors circuit pour un temps tel qu'il puisse se refroidir jusqu'à la température du milieu ambiant. Pour un même moteur les rapports entre sa puissance en service continu, puissance de surcharge instantanée et puissance de surcharge temporaire, dépendent des caractéristiques électriques, de la construction et des matériaux du moteur.

19-3. Choix de la puissance d'un moteur

Le choix judicieux de la puissance d'un moteur de commande est une condition importante pour le fonctionnement économique et sûr de la machine. L'installation d'un moteur dont la puissance est supérieure à celle nécessaire provoque des pertes d'énergie inutiles en fonctionnement ainsi que des dépenses superflues. D'autre part, l'installation d'un moteur dont la puissance est insuffisante réduit la productivité de la machine et rend son fonctionnement peu sûr. Dans ces conditions le moteur électrique peut facilement être endommagé.

Il faut choisir un moteur de façon que sa puissance soit utilisée au maximum. Pendant le travail le moteur doit s'échauffer jusqu'à la température maximum admissible, qui toutefois ne doit pas être dépassée. En plus, le moteur doit fonctionner normalement lors des surcharges temporaires possibles et développer le couple de démarrage demandé par la machine entraînée. La puissance d'un moteur est donc choisie, dans la plupart des cas, en partant des conditions d'échauffement (choix de la puissance selon l'échauffement) et ensuite on vérifie si la capacité de surcharge du moteur correspond aux conditions de démarrage et aux surcharges temporaires.

Dans certains cas défavorables (grande surcharge temporaire) on est obligé de choisir le moteur en partant de la puissance maximum demandée. Dans ces conditions la puissance en service continu du moteur n'est souvent pas utilisée entièrement.

Le choix de la puissance d'un moteur de commande qui doit travailler *en service continu* est relativement simple. La puissance P

du moteur doit alors être égale à la puissance de la charge et il n'est pas nécessaire de faire la vérification pour l'échauffement et la surcharge pendant le travail. Il faut seulement vérifier si le couple de démarrage du moteur est suffisant pour les conditions de démarrage de la machine donnée.

La puissance en service continu de certaines machines bien connues est determinée dans certains cas en partant des calculs pratiques trouvés par l'expérience.

Par exemple, la puissance d'un moteur destiné à entraîner un ventilateur doit être:

$$P = \frac{Vh}{102\eta_{vent}\eta_{trans}} \, [kW],$$

où V est la quantité d'air refoulé ou aspiré, en m³/s;

h la pression ou la dépression, en mm d'eau (pression développée par le ventilateur : 4 à 10 pour le ventilateur à palettes, jusqu'à 400 pour les ventilateurs centrifuges);

η_{vent} rendement du ventilateur (0,2 à 0,35 pour les ventilateurs à palettes, jusqu'à 0,8 pour les ventilateurs centrifuges);

η_{trans} rendement de la transmission depuis le moteur au ventilateur.

Dans la formule indiquée le produit Vh représente la puissance utile du ventilateur en kgm/s et 102 est le coefficient permettant de traduire la puissance en kW.

Dans d'autres cas de commandes à service continu on utilise pour calculer la puissance du moteur des formules expérimentales.

Enfin, pour les dispositifs de commande à service continu peu connus la puissance du moteur est déterminée en partant de la dépense spécifique d'énergie lors de la fabrication des produits nécessaires ou par essais.

En services temporaire et intermittent la charge du moteur n'est pas constante. Un moteur soumis à une surcharge temporaire n'arrive pas à s'échauffer jusqu'à une température trop élevée qui correspondrait à une telle charge continue. Voilà pourquoi il est important de connaître la loi de variation dans le temps de l'accroissement de la température ϑ du moteur. Du point de vue de son échauffement une machine électrique représente un corps très complexe. L'expérience montre que pour des calculs ne demandant pas une grande précision on peut considérer une machine électrique comme un corps homogène.

Cela permet d'utiliser l'équation d'échauffement simplifiée (§ 1-8):

$$Q_0\,dt = C\,d\vartheta + kS\vartheta\,dt, \tag{19-1}$$

où C est la capacité calorifique de la machine;

$Cd\vartheta$ est la chaleur dépensée pour son échauffement.
On a

$$\frac{Q_0}{kS}\,dt = \vartheta_{\max}\,dt = \frac{C}{kS}\,d\vartheta + \vartheta\,dt.$$

En résolvant cette équation (voir par exemple § 5-7) on obtient:

$$Ne^{-\frac{t}{\tau}} = \vartheta_{\max} - \vartheta,$$

où $\tau = \frac{C}{kS}$ est la constante de temps de la machine déterminée par l'expérience. Pour $t = 0$ l'accroissement de la température $\vartheta = \vartheta_0$

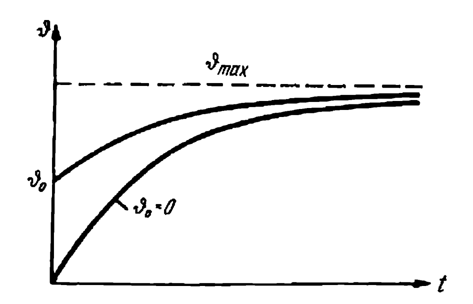


Fig. 19-4. Courbes d'échauffement pour un accroissement initial de la température

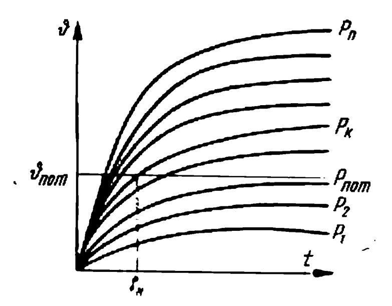


Fig. 19-5. Courbes d'échauffement pour différentes charges

qui est l'accroissement initial de la température de la machine, et la constante sera: $N = \vartheta_{\max} - \vartheta_0$, et la loi d'élévation de la température de la machine aura la forme suivante:

$$\vartheta = \vartheta_{\max} - (\vartheta_{\max} - \vartheta_0)\,e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (19\text{-}2)$$

De cette façon dans le cas considéré comme pour $\vartheta_0 = 0$ l'accroissement de la température croît d'après une loi exponentielle en tendant vers la valeur de $\vartheta_{\max}$. L'existence d'un accroissement initial de la température ne fait que changer la vitesse d'élévation de la température sans changer la nature du phénomène (fig. 19-4). La constante de temps de la machine, grandeur qui détermine la vitesse de variation de la température, est trouvée par l'expérience lors des essais de la machine.

Pour différentes valeurs de la charge continue de la même machine les courbes $\vartheta = f(t)$ se distingueront seulement par les ordonnées (fig. 19-5). L'accroissement de la température maximum admissible pour la machine donnée est représenté par ϑ_{nom}. La droite ϑ_{nom} parallèle à l'axe des abscisses coupe les courbes d'échauffement qui correspondent à diverses valeurs de la charge du moteur

électrique. L'abscisse du point d'intersection détermine l'intervalle de temps t_k pendant lequel le moteur peut être temporairement chargé jusqu'à la puissance P_k qui représente la surcharge par rapport à sa puissance nominale (en service continu). La courbe d'échauffement qui s'approche asymptotiquement de ϑ_{nom} correspond à la puissance nominale du moteur P_{nom}. Pour des charges inférieures à P_{nom}, la puissance du moteur n'est pas utilisée entièrement. Mais si le moteur est chargé jusqu'à sa puissance nominale seulement pendant un temps relativement court il n'est pas utilisé entièrement. Il est rationnel de le surcharger temporairement et plus le temps de travail est court, plus grande doit être cette surcharge. Ceci est présenté par les courbes tracées sur la fig. 19-5. La limite de l'accroissement de la charge du moteur au fur et à mesure de la diminution de

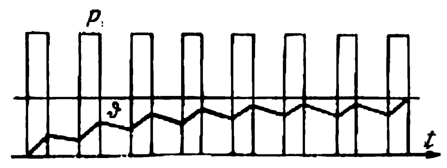


Fig. 19-6. Variation de température d'un moteur en service intermittent

la durée de branchement est déterminée par la puissance de surcharge instantanée du moteur.

Le moteur travaillant *en service intermittent* s'échauffe et se refroidit alternativement. Sa température pendant chaque cycle dépend de son état thermique précédent.

La courbe d'échauffement et de refroidissement dans de telles conditions est indiquée fig. 19-6. L'accroissement final de la température de chaque partie donnée du cycle est l'accroissement initial de la température pour la partie suivante du cycle. Si pendant telle ou autre partie du cycle un changement important des conditions de refroidissement a lieu (arrêt du moteur ou variation notable de la vitesse), cela modifie τ, la constante de temps du moteur, et en traçant les courbes on doit en tenir compte.

La détermination de la puissance d'un moteur selon les conditions d'échauffement par construction des courbes d'échauffement (ou par une méthode analytique correspondante) demande beaucoup de temps et ne donne pas de résultats très précis. Nous l'avons mentionné seulement pour montrer la variation d'échauffement d'un moteur soumis à une charge variable. Aussi dans la plupart des cas le choix de la puissance d'un moteur se fait en utilisant des méthodes plus simples, en particulier la *méthode du courant équivalent*.

On admet dans cette méthode que pour une charge variable du moteur ses pertes moyennes doivent être égales aux pertes à charge

continue constante (nominale). On sait que les pertes d'un moteur se composent des pertes constantes P_c et des pertes variables P_v. Les pertes constantes sont: les pertes par frottement, les pertes dans le fer (moteurs asynchrones et moteurs shunt), les pertes pour l'excitation des moteurs synchrones et des moteurs shunt. Les pertes variables peuvent être considérées comme proportionnelles au carré du courant de service I du moteur et à la résistance R de l'enroulement correspondant, et cette résistance peut être considérée approximativement comme constante. Si ce courant change de valeur pour différents intervalles de temps, pendant tout le temps de travail $\Sigma t = T$ les pertes totales dans le moteur seront:

$$(P_c + RI_1^2)\, t_1 + (P_c + RI_2^2)\, t_2 = + \ldots + (P_c + RI_n^2)\, t_n.$$

Pour une charge équivalente constante pour le même temps T les pertes dans le moteur seront:

$$(P_c + RI_{\text{éq}}^2)\, T,$$

où $I_{\text{éq}}$ est le courant de service du moteur à charge constante.

L'échauffement du moteur provoqué par les pertes doit être le même dans les deux cas. En admettant que les pertes à charge variable et les pertes à charge constante sont égales, le *courant équivalent* sera :

$$I_{\text{éq}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \ldots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}}. \qquad (19\text{-}3)$$

Connaissant ce courant et la tension on trouve la puissance nominale du moteur.

La méthode du courant équivalent peut être utilisée seulement lorsque les pertes dans le fer et les pertes par frottement restent les mêmes pendant toute la durée du travail. Cette condition n'est pas valable pour un moteur à excitation en série dans lequel lors des variations de la charge le flux et la vitesse (donc les pertes dans le fer et les pertes par frottement) varient fortement.

Dans certains cas, les conditions de la charge (et non pas le courant) déterminent directement le couple que le moteur doit fournir. Dans ce cas on peut se servir de la méthode du *couple équivalent*. Dans tous les moteurs électriques le couple moteur est proportionnel au produit du courant par le flux. Le facteur de puissance des moteurs à courant alternatif peut être considéré approximativement comme constant. Enfin, le flux magnétique de tous les moteurs peut être considéré comme étant pratiquement constant, sauf pour les moteurs à excitation en série. En admettant ces simplifications on peut considérer que le couple moteur

$$C_m = k_m I,$$

où k_m est adopté approximativement comme une grandeur constante. Cela permet de passer de l'équation du courant équivalent en multipliant par une grandeur constante à l'équation du couple équivalent

$$C_{éq} = \sqrt{\frac{C_1^2 t_1 + C_2^2 t_2 + \ldots + C_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}}. \qquad (19\text{-}4)$$

D'après le couple équivalent on détermine la puissance du moteur $P_{nom} = C_{éq}\omega_{nom}$; ω_{nom} est la vitesse angulaire nominale du moteur.

Lorsqu'on a choisi la puissance du moteur par la méthode du courant équivalent ou du couple équivalent, il faut vérifier si le couple maximum C_{max} du moteur de cette puissance est suffisant pour supporter les surcharges temporaires de la machine donnée; autrement dit, la condition suivante doit être assurée: le coefficient de surcharge du moteur λ_m doit être supérieur au rapport du couple maximum C_{max} de la charge au couple nominal du moteur

$$\lambda_m > \frac{C_{max}}{C_{nom}}. \qquad (19\text{-}5)$$

19-4. Choix du courant et du type de moteur

En plus de la puissance du moteur il faut encore choisir le genre du courant et le type du moteur. Nous avons déjà examiné les propriétés caractéristiques des différents moteurs électriques, leurs régimes de démarrage, de marche et de freinage, ainsi que le mode de contrôle de leur vitesse. Les avantages importants des moteurs triphasés asynchrones et synchrones sont le prix réduit, la construction simple et l'entretien facile; en plus, dans la plupart des cas les entreprises industrielles reçoivent l'énergie d'un réseau triphasé à 50 Hz. Pour cette raison on utilise généralement des moteurs de commande triphasés asynchrones ou synchrones. Le moteur le plus sûr, le plus simple à entretenir et le meilleur marché est le moteur asynchrone à rotor en court-circuit. Le moteur à rotor bobiné est plus cher, son entretien est plus compliqué, ses dimensions sont plus grandes et le cos φ plus petit (grand entrefer). Les avantages d'un rotor bobiné en ce qui concerne le couple de démarrage sont petits par rapport à un rotor en court-circuit à double cage d'écureuil. Pour cette raison on installe des moteurs à rotor bobiné seulement en cas d'exigences spéciales concernant le couple de démarrage ou le courant de démarrage (exigences liées à la puissance limitée de la sous-station de transformation et au caractère des récepteurs connectés à cette dernière). De cette façon, le moteur principal pour des puissances inférieures à 100 kW, lorsque la vitesse n'est pas réglable, est le moteur asynchrone à rotor en court-circuit.

Pour des puissances supérieures à 100 kW, lorsque la vitesse n'est pas réglable, il est rationnel d'utiliser un moteur synchrone. Celui-ci coûte un peu plus cher mais grâce à son cos φ élevé son utilisation revient de beaucoup meilleur marché que celle d'un moteur asynchrone (grâce au rabais accordé sur le prix du kWh, voir § 22-2).

Si le réglage de la vitesse d'un moteur est nécessaire, en courant alternatif on peut le réaliser de façon bien imparfaite: en intercalant une résistance dans le circuit du rotor bobiné ou en commutant le nombre de pôles. La première méthode convient du point de vue économique seulement lorsque le réglage se fait dans une plage étroite (20 %, le couple sur l'arbre du moteur étant constant).La seconde méthode permet d'assurer un réglage par bonds et est utilisée pour des moteurs de faible puissance commandant des machines-outils pour travail des métaux par enlèvement de matière.

L'avantage des moteurs à courant continu est la possibilité de régler progressivement et économiquement la vitesse dans le rapport de 1 à 3 et même de 1 à 4. La plage de réglage est particulièrement large lors de l'utilisation d'un groupe générateur-moteur.

La production du courant continu pour alimenter les moteurs exige des dépenses considérables pour l'installation des convertisseurs appropriés: redresseurs ioniques, ou redresseurs à semiconducteurs avec transformateurs ou autotransformateurs. Un moteur à courant continu coûte plus cher qu'un moteur à courant alternatif de même puissance, demande un entretien plus soigné et s'use plus rapidement. Enfin, lors de la transformation du courant alternatif en courant continu de grandes pertes d'énergie sont inévitables. Malgré cela dans de nombreux cas le réglage progressif de la vitesse est la condition indispensable du travail productif de la machine-outil et les dépenses supplémentaires sont vite couvertes par les avantages assurés par le réglage de la vitesse. Mais ce problème est hors du cadre de ce livre. Indiquons comme exemple les installations pour lesquelles l'utilisation des moteurs à courant continu est recommandée. Dans l'industrie métallurgique: ce sont les laminoirs réversibles, les laminoirs non réversibles réglables avec grand nombre de moteurs de commande, les dispositifs auxiliaires fonctionnant en service intermittent, les monte-charge de hauts fourneaux; dans l'industrie du travail des métaux: pour les machines-outils spéciales commandées chacune par plusieurs moteurs.

Le *choix du type du moteur* se fait en fonction des conditions du milieu ambiant. Il faut tenir compte de la nécessité de protéger le moteur contre l'action du milieu ambiant et d'autre part de protéger le milieu contre les étincelles éventuelles (en présence de poussière inflammable, de mélanges explosibles, etc.). Une telle formation d'étincelles peut avoir lieu même dans un moteur asynchrone à rotor en court-circuit dans lequel lors du démarrage (alors que de

grandes forces électromotrices sont induites dans le rotor), des étincelles peuvent passer le long du rotor. Ces étincelles naissent par suite de la fermeture des courants par le fer en dehors des barres de la cage d'écureuil. Plus facilement l'air de refroidissement arrive aux parties chauffantes du moteur plus les conditions de refroidissement sont meilleures, plus le moteur est meilleur marché et ses dimensions peuvent être plus réduites. Cependant, un moteur du type ouvert avec de grands orifices de ventilation dans les boucliers et dans la carcasse peut être utilisé rationnellement seulement dans des cas relativement rares; il faut tenir compte du fait qu'un tel moteur peut être facilement encrassé et le personnel desservant peut être électrocuté en cas de contact avec les pièces découvertes sous tension.

Dans la plupart des cas on installe des moteurs protégés dans lesquels les trous de ventilation sont fermés par des grilles qui protègent les moteurs contre la pénétration des gouttes d'eau, des particules étrangères, des sciures mais non contre la pénétration de la poussière. Ces moteurs peuvent être installés à l'extérieur.

Dans des locaux poussiéreux, en présence de vapeurs nocives, etc., on installe des moteurs fermés. Pour améliorer le refroidissement de ces moteurs ils sont ventilés par l'air de refroidissement amené et évacué par des conduites spéciales.

Dans des locaux humides, on utilise des moteurs dont l'isolement résiste à l'humidité.

Dans des locaux contenant des vapeurs et des gaz agressifs, on installe des moteurs fermés étanches ou fermés ventilés comportant des isolants anti-acides. Dans des locaux présentant un danger d'explosion, contenant des vapeurs ou des gaz inflammables, on installe des moteurs antidéflagrants.

Chapitre XX

APPAREILLAGE ÉLECTRIQUE

20-1. Extinction d'un arc électrique

Nous avons examiné tous les éléments faisant partie d'un schéma normal de fourniture d'énergie: alternateurs, transformateurs, moteurs, etc., ainsi que les lois qui déterminent les conditions de travail des circuits électriques. Mais la commande des machines électriques est réalisée à l'aide d'un appareillage auxiliaire qui assure la fourniture sans à-coups de l'énergie, facilite et simplifie le travail du personnel de service. Les appareils les plus simples pour la coupure des courants de service sont les interrupteurs à couteaux et les appareils de protection les plus simples sont les coupe-circuit (§ 1-8). Cependant même dans les circuits de basse tension un appareillage plus perfectionné est souvent nécessaire: disjoncteurs, combinateurs, contacteurs, etc. C'est l'appareillage de haute tension qui est le plus compliqué car la coupure de l'arc électrique lors du débranchement doit être réalisée dans un milieu spécial qui provoque l'extinction rapide de cet arc.

L'extinction de l'arc électrique qui apparaît entre les contacts lors de la coupure du courant est un problème important pour tout l'appareillage. Pour de fortes intensités et des tensions élevées l'action thermique de l'arc peut détériorer facilement les contacts. Pour prévenir cette détérioration l'appareillage est doté de différents dispositifs de soufflage de l'arc. Dans des interrupteurs de basse tension les contacts d'ouverture sont souvent exécutés sous forme de cornes qui s'écartent (fig. 22-27). La chaleur dégagée par l'arc crée un courant d'air qui souffle l'arc suivant les cornes vers le haut où l'arc s'allonge et s'éteint. C'est l'exemple le plus simple d'utilisation du soufflage par air (ou gaz) pour l'extinction de l'arc. Le soufflage sous forme plus compliquée est utilisé largement pour l'extinction de l'arc dans les disjoncteurs de haute tension.

On utilise souvent pour l'extinction de l'arc le soufflage magnétique proposé par M. Dolivo-Dobrovolski. Les contacts s'ouvrent dans un fort champ magnétique créé par un électro-aimant (fig. 20-1) ou par un aimant permanent; ce champ oblige le flux des particu-

les chargées de l'arc de se déplacer de côté, selon la loi de la force électromagnétique, ce qui allonge l'arc. Dans certains dispositifs le soufflage magnétique entraîne l'arc à l'intérieur d'une chambre d'explosion où, par exemple, il pénètre dans une grille comprenant plusieurs plaques d'acier; là il se divise en plusieurs petits arcs entre les plaques de la grille pour s'éteindre ensuite grâce à un refroidissement énergique.

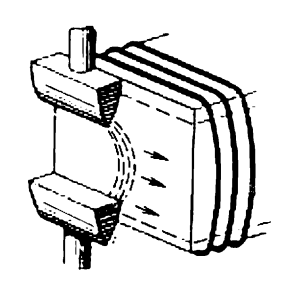


Fig. 20-1. Schéma de principe du soufflage magnétique

L'allongement de l'arc s'obtient également par l'utilisation des forces électrodynamiques agissant sur différentes parties de l'arc ou de l'arc et des courants passant dans les éléments de l'appareil.

20-2. Disjoncteurs

Comme nous avons déjà noté les coupe-circuit à fusibles sont des appareils de protection simples et bon marché contre les courts-circuits et les surcharges ; mais la protection qu'ils assurent est loin d'être parfaite. Les disjoncteurs dans l'air fonctionnent de façon beaucoup plus sûre. Ils coupent automatiquement le circuit électrique lorsque les conditions de fonctionnement normales sont perturbées. Selon le type de disjoncteur cette coupure a lieu lorsque une grandeur électrique déterminée dépasse la valeur limite établie (disjoncteurs à maximum ou à minimum de courant) ou lorsque le sens de transmission de l'énergie change (disjoncteurs à retour de puissance).

Le *disjoncteur à maximum de courant* est le plus répandu. Son schéma de principe est indiqué fig. 20-2,*a*. Lorsque le courant dans le circuit à protéger atteint la valeur limite, la bobine B attire le noyau de fer qui se dégage de l'arrêt C et le ressort R peut agir en ouvrant les contacts A et le circuit. Les disjoncteurs de ce type sont de construction très variée.

Les disjoncteurs à maximum de courant sont utilisés actuellement même dans les réseaux d'éclairage des maisons d'habitation au lieu de coupe-circuit. Le disjoncteur est réenclenché à la main et souvent il est muni d'un dispositif à déclenchement libre, grâce auquel le circuit surchargé est coupé même si l'opérateur maintient la manette du disjoncteur dans la position d'enclenchement.

Dans la plupart des cas les disjoncteurs sont munis d'un dispositif de réglage du courant limite, c'est-à-dire de la valeur du courant pour laquelle il déclenche. La précision de réglage du disjoncteur pour un certain courant limite est de beaucoup supérieure à celle obtenue lors de la protection de l'installation par un coupe-circuit, ce qui est le grand avantage du disjoncteur.

Dans les installations de force on remarque souvent des appels de courant de courte durée ne présentant pas de danger pour l'installation (par exemple, les courants de démarrage des moteurs) ; aussi pour prévenir le déclenchement du disjoncteur lors de ces appels de courant on le munit d'un dispositif de *temporisation* (dispositif

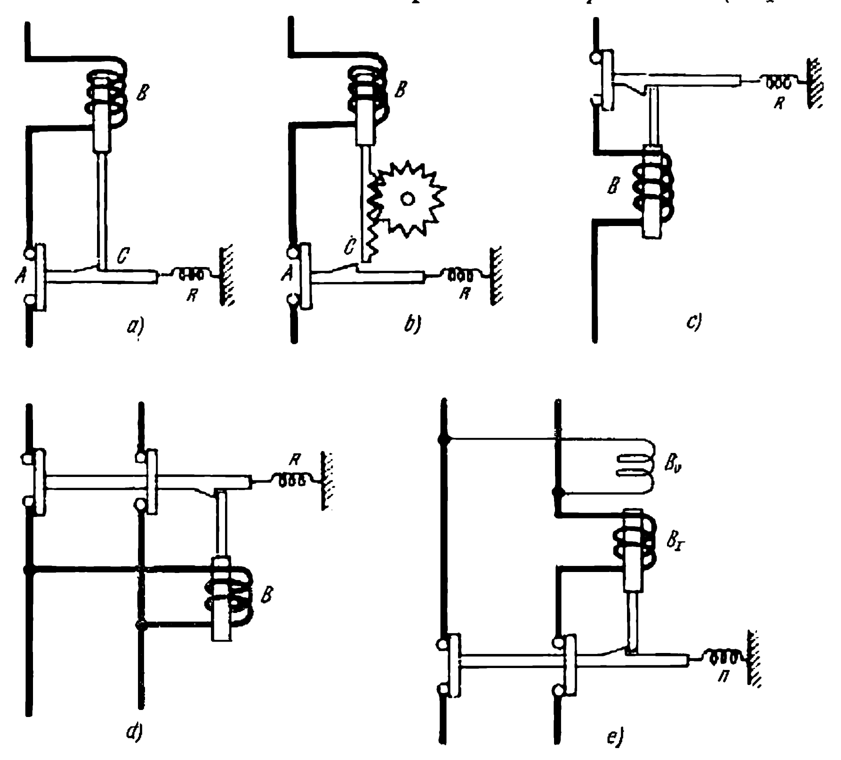


Fig. 20-2. Schéma de principe des disjoncteurs

a — disjoncteur à maximum de courant ; *b* — disjoncteur à maximum de courant à temporisation ; *c* — disjoncteur à minimum de courant ; *d* — disjoncteur à minimum de tension ; *e* — disjoncteur à retour de puissance

qui a pour but de retarder l'instant d'ouverture du circuit par rapport à l'instant où le courant agit sur le disjoncteur). La fig. 20-2,*b* montre le principe d'un tel dispositif : un système à roue dentée ne permet pas à la bobine *B* d'attirer instantanément le noyau et de se dégager de l'arrêt *C* ; tout d'abord la roue dentée doit tourner d'un certain angle ; il est ainsi créé un certain retard que l'on peut régler. Le système de temporisation peut être à frein dans l'huile ou dans l'air, à mécanisme d'horlogerie, etc. Si l'appel de courant disparaît avant que le mécanisme de temporisation n'ait permis au noyau

de se dégager de l'arrêt, ce noyau reviendra dans sa position initiale et le déclenchement n'aura pas lieu.

Le *disjoncteur à minimum de courant* est utilisé lorsque le circuit doit être coupé pour un courant, y passant ou passant dans l'une de ses branches, qui est devenu inférieur à une valeur limite. Le principe de fonctionnement d'un tel disjoncteur est présenté fig. 20-2,*c*; la bobine B maintient le noyau jusqu'au moment où le courant dans la bobine tombe en dessous d'une certaine valeur limite; alors le noyau tombe libérant ainsi la tige de contact qui, attirée par le ressort R, ouvre les contacts.

Le *disjoncteur à minimum de tension* (fig. 20-2,*d*) par le principe de son fonctionnement est analogue au disjoncteur à minimum de courant. Il est utilisé, par exemple, pour protéger les moteurs munis d'un rhéostat de démarrage: le disjoncteur met ces moteurs hors circuit lorsque la tension à leurs bornes baisse. En l'absence d'un tel disjoncteur une baisse de tension ou la disparition de cette dernière provoque l'arrêt du moteur et plus tard, lorsque la tension s'élève de nouveau, étant donné que le rhéostat de démarrage n'est pas dans le circuit, un fort courant de démarrage apparaît qui présente un danger pour le moteur et provoque des ennuis dans le réseau.

Le *disjoncteur à retour de puissance* est utilisé pour la protection des génératrices fonctionnant en parallèle contre le passage en régime moteur. Le principe de fonctionnement d'un tel disjoncteur est donné fig. 20-2, *e*; la bobine du courant B_I du disjoncteur lorsque l'énergie passe dans la direction normale crée un champ magnétique opposé à celui fourni par la bobine de tension B_U; les bobines ne peuvent donc attirer le noyau et libérer la tige de contact, mais lorsque le sens de transmission de l'énergie change, le sens du courant dans la bobine B_I change également, les champs créés par les deux bobines s'ajoutent alors et le noyau est attiré, ce qui provoque l'ouverture des contacts du circuit.

20-3. Combinateurs

Les combinateurs sont des appareils de commutation permettant par un simple mouvement de manivelle ou de volant non seulement d'enclencher ou de déclencher des circuits électriques, mais aussi de faire des commutations compliquées d'éléments de commande de machines et d'appareils électriques (par exemple, mise en marche, réglage de la vitesse, changement du sens de rotation, freinage électrique). L'utilisation d'un combinateur simplifie beaucoup le travail du personnel (conducteur d'une locomotive électrique, ouvrier desservant une machine spéciale, etc.). L'un des combinateurs les plus répandus est celui à tambour (fig. 20-3). Sur un arbre isolé tournant *1* sont fixés des segments de cuivre *2* de différentes longueurs. Ces

segments servent de contacts mobiles et divers segments sont décalés l'un par rapport à l'autre de différents angles. Certains segments sont liés entre eux électriquement. Les contacts élastiques fixes du combinateur, appelés doigts de contact *3*, sont fixés sur une embase isolée *4*. A chaque doigt de contact correspond un segment déterminé de la partie mobile.

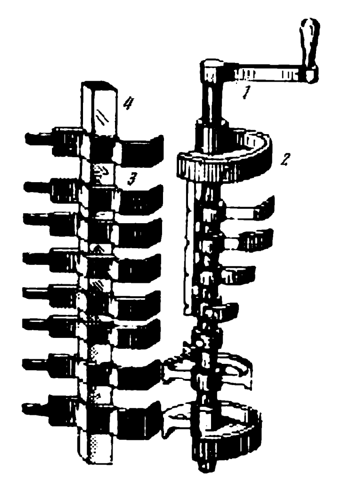


Fig. 20-3. Combinateur à tambour

Les doigts de contact sont isolés les uns des autres et ils sont reliés au circuit à contrôler.

Lorsque l'arbre *1* tourne, les segments *2* touchent dans un ordre déterminé les doigts de contact *3* et de cette façon les commutations nécessaires sont réalisées dans le circuit contrôlé.

Un exemple d'utilisation d'un combinateur pour la commande d'un moteur est présenté sur le schéma développé d'un combinateur de démarrage, de réglage de la vitesse et de renversement de marche d'un moteur à excitation série (fig. 20-4). *W* représente le développement d'un combinateur à tambour. Les petits cercles disposés verticalement à gauche avec les numéros *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*, *7*, *8*, *9* désignent les doigts de contact. Le combinateur est prévu pour 7 positions

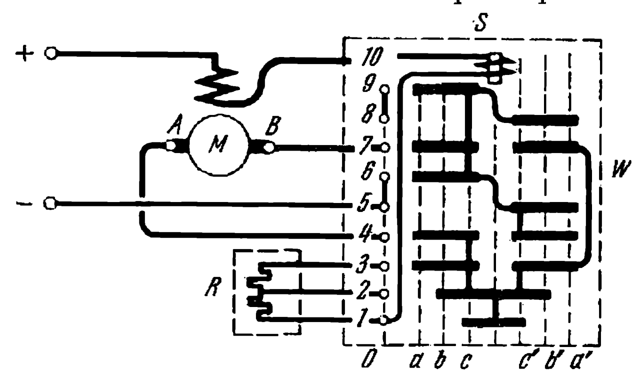


Fig. 20-4. Schéma d'un combinateur à tambour pour la commande d'un moteur série

différentes : *0*, *a*, *b*, *c*, *a'*, *b'*, *c'*. Dans la position *0* tous les doigts de contact touchent seulement la surface isolée du tambour et le moteur est hors circuit. La mise du tambour dans la position *a*

(c'est-à-dire lorsque la ligne verticale *a* arrive sous les doigts de contact) ferme le circuit de courant et ce dernier passe par l'enroulement d'excitation série du moteur, par la bobine de soufflage magnétique *S* (qui sert à souffler l'arc dans le combinateur), par le doigt de contact *1*, par toutes les résistances du rhéostat *R*, par le doigt *3* et les deux segments du tambour, par le doigt *4*, par le balai *A* du moteur, par l'induit, par le balais *B*, par le doigt *7*, par deux segments, par le doigt *6* et finalement arrive au réseau.

Lorsqu'on met le tambour dans la position *b* une moitié de la résistance du rhéostat *R* est mise hors circuit et lors de la mise du tambour dans la position *c* le rhéostat est mis entièrement hors circuit et le moteur se trouve à la tension du réseau. La mise en circuit de la résistance *R* peut être utilisée pour le démarrage et pour le réglage de la vitesse du moteur (évidemment, dans le dernier cas le rhéostat doit être prévu pour supporter pendant un temps prolongé par le courant de service du moteur).

Si on fait passer le tambour de la position *0* dans la position *a'* le courant dans l'induit du moteur change de sens et le moteur tourne en sens inverse.

20-4. Contacteurs

Les contacteurs sont des appareils destinés à l'enclenchement et au déclenchement répétés des parties des circuits électriques dans les schémas de démarrage et de commande de machines électriques. Lorsqu'il s'agit de forts courants et de tensions élevées il est difficile de réaliser une commande manuelle aisée et sûre ; d'autre part, il est relativement simple de fabriquer un appareil commandé à distance (généralement c'est un contacteur électromagnétique), capable de couper de forts courants sous une haute tension. La manœuvre du contacteur est réalisée à l'aide d'un circuit auxiliaire de courant de manœuvre passant par les bobines du contacteur et cette opération est réalisée en appuyant un bouton dans le circuit du courant de manœuvre.

La fig. 20-5 présente un contacteur électromagnétique à courant continu. Le courant auxiliaire passe par la bobine du contacteur et attire une armature en acier à son noyau ; cette armature en pivotant autour d'un axe ferme les contacts principaux dans le circuit du courant de service. Un ressort assure une bonne pression du contact mobile. Le circuit principal est connecté aux bornes *1* et *2*, son courant passe dans le contacteur par la bobine de soufflage magnétique, les contacts principaux et les fils souples de connexion.

Le contacteur considéré ferme, en plus du circuit principal, les contacts auxiliaires qui servent à exécuter différentes opérations.

Le *contacteur-disjoncteur* est un dispositif servant à commander une machine et comprenant des contacteurs électromagnétiques,

un relais thermique et des boutons poussoirs. La fig. 20-6 montre le schéma d'un contacteur-disjoncteur à courant alternatif non réversible de type П. La manœuvre du contacteur-disjoncteur est réalisée à l'aide de deux boutons «Démarrage» et « Arrêt » qui se trouvent hors du coffret de l'appareil près de l'ouvrier. Lorsqu'on appuie sur le bouton «Démarrage» le circuit du courant auxiliaire se ferme : depuis le fil *A* du réseau par les contacts *4* d'un relais thermique *5*, par la bobine *1* du contacteur, par les contacts *4* du second relais thermique *5*, par les contacts des boutons « Démarrage » et « Arrêt » au fil du réseau *C*. Sous l'action du courant auxiliaire l'électro-aimant à bobine *1* du contacteur tripolaire attirera l'armature mobile. A cette dernière sont rigidement liés les principaux contacts mobiles *2* (qui assurent la double coupure du circuit du courant principal dans chaque phase) et les contacts auxiliaires *3* dans le circuit auxiliaire. Tous ces contacts se fermeront et le moteur se mettra en marche.

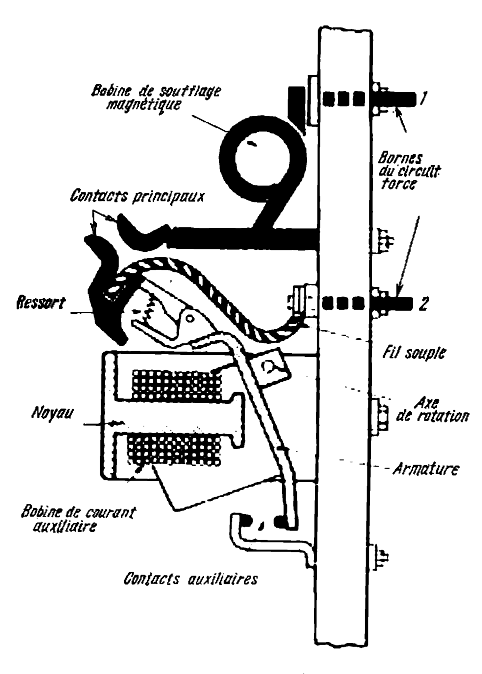


Fig. 20-5. Construction d'un contacteur électromagnétique

La fermeture des contacts auxiliaires *3* est nécessaire pour fermer le circuit du courant auxiliaire en dehors des contacts du bouton « Démarrage » et de cette façon prévenir la coupure du courant auxiliaire lorsque le bouton « Démarrage » après avoir été appuyé reviendra dans sa position initiale.

Lorsqu'on appuie sur le bouton « Arrêt » le circuit du courant auxiliaire est coupé, la bobine *1* du contacteur libère l'armature et les contacts principaux *2* s'ouvrent sous l'action des ressorts ; le moteur s'arrête.

Pour protéger le moteur contre les surcharges le contacteur-disjoncteur est doté de deux relais thermiques. Un tel relais fonctionne à l'aide d'un *élément bimétallique*. Ce dernier se présente sous la forme de deux plaques de métaux à différents coefficients de dilatation réunies mécaniquement. La fig. 20-7 donne le schéma de prin-

cipe d'un relais thermique. La chaleur dégagée par un élément chauffant *2*, branché dans le circuit du courant principal, agit sur l'élément bimétallique *1*. En cas d'une surcharge dans le circuit du courant principal les deux plaques de l'élément bimétallique en s'échauffant s'allongent considérablement. Mais l'une d'elles s'allonge beaucoup plus que l'autre d'où la bilame s'incurve vers le haut et libère la pièce *3*. Sous l'action du ressort *4*, la pièce *3* pivote autour de l'axe *5* dans le sens des aiguilles d'une montre et à l'aide d'un tirant isolant *6* ouvre les contacts *7* du relais en coupant le circuit du courant

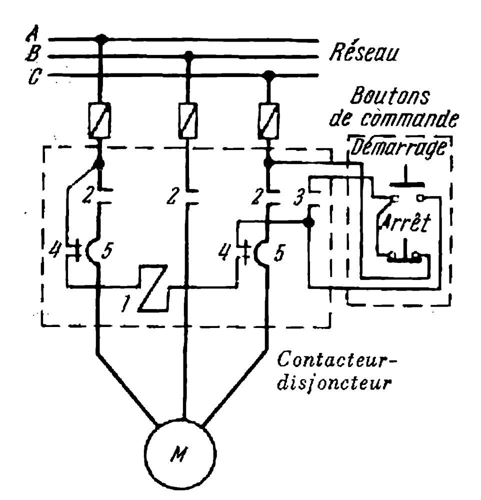


Fig. 20-6. Schéma d'un contacteur-disjoncteur non réversible à courant alternatif de type П

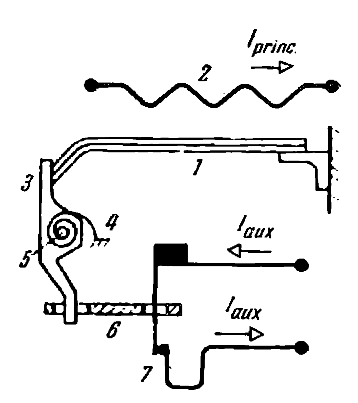


Fig. 20-7. Schéma de principe d'un relais thermique

auxiliaire ce qui provoque le même résultat que lorsqu'on appuie sur le bouton « Arrêt ». Par suite de la grande inertie thermique les relais thermiques n'assurent pas une protection convenable contre les courants de court-circuit et pour cette raison on doit installer dans le circuit du courant principal des coupe-circuit fusibles pour la protection contre les courts-circuits.

20-5. Disjoncteurs de haute tension

Lorsqu'il s'agit d'une tension d'environ 500 V et plus, l'ouverture du contact d'un disjoncteur dans l'air devient difficile même pour de faibles puissances, parce qu'un grand arc apparaît, la durée de la coupure croît et les contacts du disjoncteur sont vite détériorés.

Pour améliorer les conditions de la coupure on peut placer les contacts qui coupent le courant dans une cuve remplie d'huile.

Initialement le *disjoncteur dans l'huile* était un disjoncteur en forme de couteau placé dans une cuve remplie d'huile minérale. Les disjoncteurs dans l'huile modernes peuvent être divisés en disjoncteurs à simple allongement de l'arc par suite de la séparation des contacts et en disjoncteurs à dispositifs spéciaux pour l'extinction de l'arc. La fig. 20-8 donne le schéma de principe d'un disjoncteur dans l'huile du premier type. Les éléments principaux de ce disjoncteur sont: la cuve à huile *1*, les isolateurs de traversée *2* fixés sur le couvercle de la cuve, les contacts fixes supérieurs *3* au bout de chaque isolateur, les contacts inférieurs mobiles *4* réunis entre eux et fixés sur une tige de commande en matériau isolant *5*. Cette tige se soulève à l'aide d'un dispositif à levier *6* comportant un long axe et un volant ou des tringles spéciales.

Fig. 20-8. Schéma de principe d'un disjoncteur dans l'huile

Le système portant les contacts mobiles (la traverse) tend à se déplacer vers le bas sous l'action des ressorts (non représentés sur le dessin) et de son propre poids ; lorsque le disjoncteur est enclenché il est maintenu par les mécanismes de verrouillage du dispositif de commande et aussitôt que le mécanisme de verrouillage est libéré il descend et ouvre le circuit de courant.

Lorsque le disjoncteur est enclenché le courant passe par une entrée, les contacts fixes et mobiles et par la seconde entrée. Lors du déclenchement, quand le système des contacts mobiles se déplace vers le bas, le circuit de courant est ouvert en deux endroits (disjoncteur à coupure double) et un arc électrique se forme. Par suite de la haute température de l'arc les couches d'huile qui l'entourent s'évaporisent et se décomposent. Autour des contacts qui se séparent se forme une bulle de gaz. De cette façon dans un disjoncteur dans l'huile l'arc qui se forme lors de l'ouverture des contacts fonctionne dans un milieu gazeux sous une pression élevée. Ceci est très important car avec l'accroissement de la pression la rigidité diélectrique d'un milieu gazeux augmente rapidement. Au fur et à mesure que la distance entre les contacts augmente, la longueur de l'arc croît et la tension nécessaire pour maintenir l'arc augmente également. En courant alternatif, après chaque alternance, le courant s'annule et l'arc s'éteint. Mais lors du passage du courant, autour de l'arc se forme une grande quantité d'ions (surtout par suite de l'ionisation thermique du gaz) ; lorsque l'arc s'éteint, la tempéra-

ture tombe et l'on assiste à un fort malaxage des gaz froids et chauds non ionisés et ionisés ce qui provoque une déionisation intense de l'intervalle d'arc; même après l'extinction de l'arc dans l'intervalle de celui-ci il reste pendant un certain temps une grande quantité d'ions libres. Ensuite, si la tension entre les contacts de coupure qui varie dans le temps devient supérieure à la tension de percement de l'intervalle l'arc s'amorcera de nouveau et se maintient encore pendant une alternance jusqu'à ce

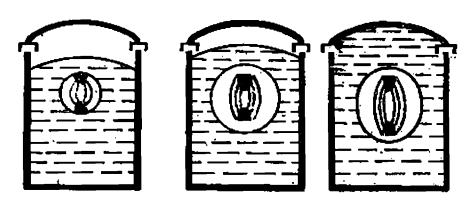


Fig. 20-9. Formation d'une bulle de gaz dans la cuve d'un disjoncteur dans l'huile lors de l'ouverture des contacts

que le courant s'annule à nouveau et ainsi de suite pour enfin s'éteindre définitivement lors d'un nouveau passage du courant par la valeur zéro.

La quantité de gaz qui se forme dans un disjoncteur dans l'huile peut être très grande. Le gaz repousse l'huile vers le haut et crée une pression agissant sur les parois et le fond de la cuve. Grâce à l'existence d'un espace libre entre le niveau de l'huile et le couvercle, l'huile peut monter permettant à la bulle de gaz de s'étendre (fig. 20-9). Toutefois ce phénomène a lieu de façon intense et l'huile frappe avec force le couvercle du disjoncteur. Pour permettre la sortie de l'air lors de ce mouvement de l'huile, ainsi que pour l'évacuation des gaz un disjoncteur dans l'huile est doté d'un dispositif d'évacuation des gaz. Malgré cela, l'énergie cinétique de l'huile qui frappe le couvercle du disjoncteur est très grande et lorsque l'appareil n'est pas suffisamment résistant cette pression intérieure peut détruire le disjoncteur. Une telle explosion du disjoncteur dans l'huile est généralement accompagnée d'une inflammation de l'huile par suite de la combinaison des produits chauds de décomposition avec l'oxygène de l'air.

Pour ces raisons les disjoncteurs dans l'huile doivent être installés dans des cellules séparées suffisamment solides et ayant une sortie vers l'extérieur. Ces cellules doivent être complètement isolées des autres parties de l'installation.

A titre d'exemple d'un disjoncteur à grand volume d'huile sans dispositifs de soufflage spéciaux peut servir le disjoncteur triphasé

du type ВМБ-10 indiqué sur la fig. 20-10 avec coupe partielle de la cuve. Le dessin permet de comprendre le fonctionnement des différents éléments de l'appareil. Le tube pour évacuation de gaz *9* qui relie l'espace libre du disjoncteur avec l'extérieur a une section relativement faible et ne peut pas prévenir entièrement la naissance d'une pression dangereuse dans la cuve lorsque les conditions de déclenchement sont anormales. Pour cette raison le disjoncteur est muni d'un dispositif simple de protection contre une pression excessive: sur les boulons de connexion passant par le couvercle sont placés des tubes à parois fines sur lesquels s'appuie la cuve. Lorsque la pression dans la cuve devient dangereuse ces tubes sont pliés, la cuve descend et entre le couvercle et les parois de la cuve se forme un interstice circulaire. Dans les disjoncteurs d'autres types le même rôle est joué par une membrane métallique qui obture le trou d'échappement et se déchire lorsque la pression atteint une valeur dangereuse.

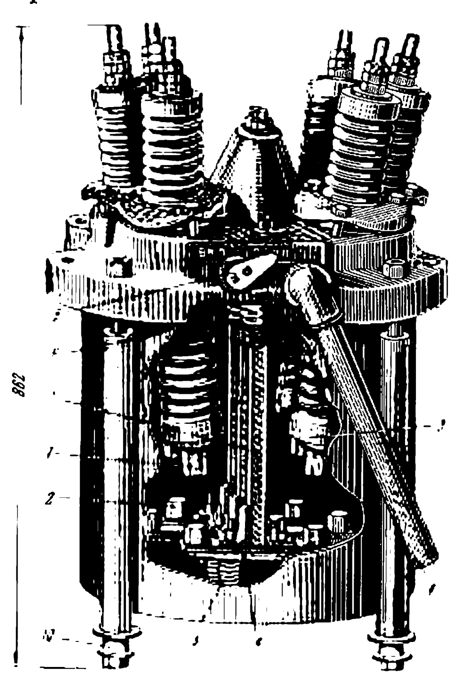


Fig. 20-10. Disjoncteur dans l'huile, type ВМБ-10 de 10 kV, 400 A

1 — contact fixe; *2* — contact mobile; *3* — isolateur; *4* — traverse contact; *5* — ressorts de contact; *6* — ressorts de déclenchement; *7* — traverse; *8* — indicateur de la position du disjoncteur; *9* — tube d'échappement de gaz (décalé latéralement); *10* — tube de sécurité à parois fines

Les disjoncteurs à grand volume d'huile sans dispositifs de soufflage spéciaux sont des appareils de déconnexion insuffisamment perfectionnés, car ils ne répondent pas aux exigences de sûreté, de sécurité et de facilité d'entretien. Pour cette raison ils sont progressivement remplacés par des disjoncteurs plus perfectionnés et à l'heure actuelle ils sont utilisés surtout pour les tensions ne dépassant pas 10 kV dans des installations de faible puissance.

L'utilisation de dispositifs de soufflage spéciaux et la diminution de la quantité d'huile contenue dans la cuve du disjoncteur sont des perfectionnements importants.

La fig. 20-11 donne le schéma et le principe de fonctionnement d'un dispositif à soufflage transversal à l'huile utilisé dans les

disjoncteurs soviétiques modernes. L'ouverture des contacts y a lieu à l'intérieur d'un cylindre en acier dont la surface intérieure est recouverte d'un matériau isolant en feuille pour prévenir le passage de l'arc sur les parois du cylindre. L'espace intérieur du cylindre est divisé par une cloison *2* en deux chambres. Cette cloison comporte un trou central pour guider le contact mobile en forme de tige (« tige de soufflage ») *1* et un trou transversal *5* pour le soufflage à l'huile. Lorsque le disjoncteur est enclenché le contact mobile *1*

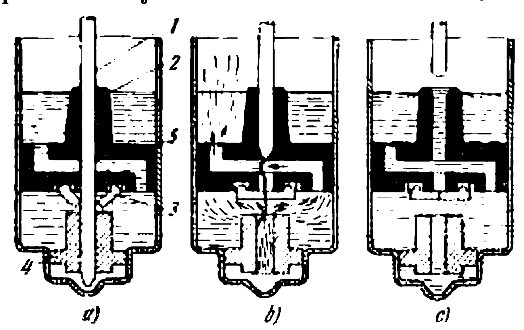


Fig. 20-11. Extinction d'un arc dans la chambre d'un disjoncteur dans l'huile du type МГГ

a — en circuit; b — instant de déclenchement; c — hors circuit

pénètre dans le contact fixe *4* et repousse latéralement deux obturateurs en laiton *3* à ressorts. Au début du déclenchement l'arc naît entre le contact mobile *1* et le contact fixe *4*. Cet arc provoque la formation de gaz et crée une pression dans la chambre inférieure. Lorsque le contact mobile *1* sort de la chambre inférieure les obturateurs *3* se ferment en obstruant le trou central de la cloison et l'arc est maintenu entre les obturateurs *3* et la tige *1*. La pression des gaz dans la chambre inférieure crée dans le trou transversal un jet d'huile sous l'action duquel l'arc s'éteint rapidement.

Dans les disjoncteurs à faible volume d'huile (fig. 20-12) l'huile sert d'élément de soufflage de l'arc et n'est pas destinée à isoler les pièces sous tension des pièces mises à la terre et pour cette raison les cylindres *1* du disjoncteur sont isolés de la masse (du cadre *5*) par des isolateurs en porcelaine *2*.

Un conducteur amenant le courant dans ces disjoncteurs est connecté directement au couvercle de la cuve à huile. Pour cette raison il est dangereux de toucher la cuve du disjoncteur isolée de la masse par l'isolateur en porcelaine. Dans la plupart de ces disjoncteurs la cuve à huile est en forme de pot.

Dans le disjoncteur présenté sur la fig. 20-12 on utilise des chambres de soufflage avec soufflage transversal à l'huile. Le faible volume

d'huile rend ces disjoncteurs moins dangereux du point de vue explosion et incendie ce qui permet de simplifier leur installation.

Les disjoncteurs à haute tension (35 à 220 kV) les plus perfectionnés sont les disjoncteurs à air comprimé. Dans ces appareils un jet d'air comprimé (à la pression de 7 à 20 atmosphères) souffle l'arc et le coupe. Comparé à un disjoncteur dans l'huile le disjoncteur à air a un poids plus faible *, ses dimensions et le temps d'enclenchement et de déclenchement sont également plus réduits. Leur défaut est la nécessité d'avoir un système d'alimentation en air comprimé fourni par un compresseur, cet air devant être préalablement purifié et séché.

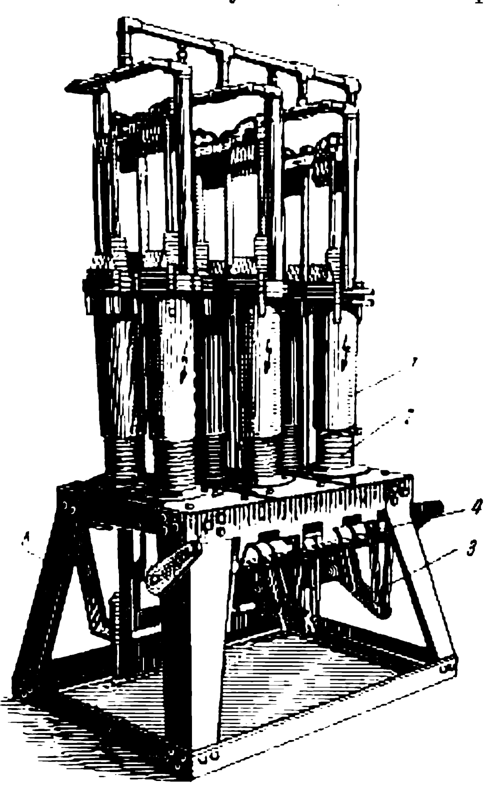


Fig. 20-12. Disjoncteur dans l'huile du type МГГ-229 pour 10 kV et 4 000 A
1 — cylindre; 2 — isolateur d'appui; 3 — levier de commande; 4 — arbre; 5 — cadre

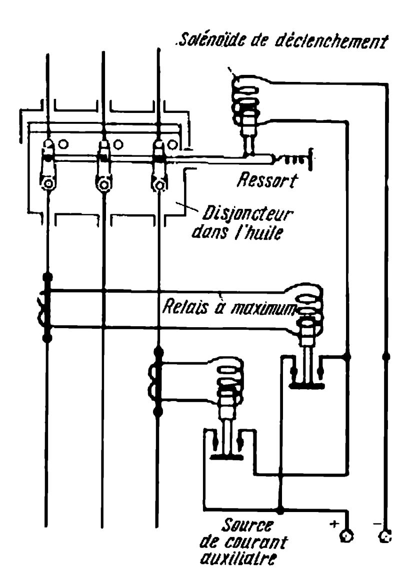


Fig. 20-13. Schéma de principe de déclenchement automatique d'un disjoncteur dans l'huile à maximum de courant

Les disjoncteurs dans l'huile sont toujours à fonctionnement automatique. A cette fin, le dispositif de commande est muni d'un

* Un disjoncteur dans l'huile prévu pour 220 kV à pouvoir de coupure de 2,5 millions de kVA pèse 100 tonnes, tandis qu'un disjoncteur à air de mêmes tension et pouvoir de coupure ne pèse que 15 tonnes.

verrou qui maintient les contacts mobiles en position enclenchée (fig. 20-13). En cas de court-circuit ou de surcharge l'électro-aimant commandé par le courant de service attire le noyau de fer, libérant la tige à contacts qui, sous l'action d'un puissant ressort, ouvre rapidement le circuit. De cette façon un disjoncteur placé côté haute tension joue le rôle d'un coupe-circuit lors des courts-circuits et des surcharges. Mais plus le courant de court-circuit est fort plus la quantité de chaleur qui est dégagée par l'arc lors du déclenchement est grande et plus difficiles sont les conditions de l'extinction

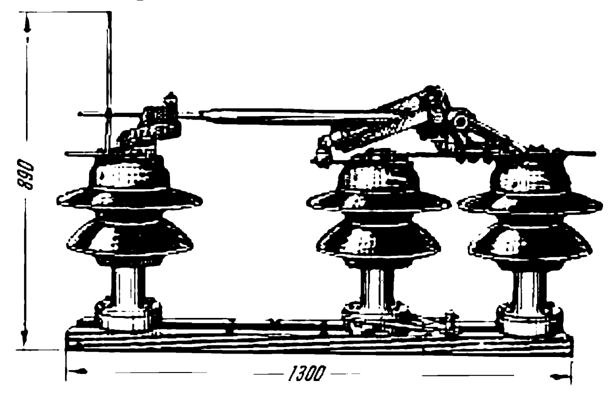


Fig. 20-14. Sectionneur de 35 kV pour l'extérieur

de l'arc. Chaque disjoncteur dans l'huile peut couper de façon sûre les courants de court-circuit ne dépassant pas une certaine valeur. Pour cette raison, lors du choix d'un disjoncteur dans l'huile, en plus de la tension et du courant nominaux, il faut connaître également le courant de coupure limite; c'est le courant maximum que le disjoncteur peut couper pour une tension donnée et cette coupure doit avoir lieu sans éjection de flamme et sans endommagements empêchant un travail ultérieur normal. Le choix des disjoncteurs dans l'huile comme d'ailleurs d'une grande partie de l'appareillage de haute tension se fait en partant d'un calcul spécial des courants de court-circuit.

Pour couper les circuits à haute tension lors des visites pour réparation, etc. ainsi que pour certaines commutations, on utilise largement des *sectionneurs*; ce sont des interrupteurs à haute tension que l'on peut ouvrir sous tension mais lorsqu'ils ne sont pas parcourus par le courant. On trouve des sectionneurs de différentes constructions; la fig. 20-14 montre un sectionneur dont chaque pôle est monté sur trois isolateurs. Le couteau mobile se trouve sur deux isolateurs et le troisième est doté de contacts fixes faisant ressort dans lesquels le couteau est introduit pendant la fermeture.

L'ouverture et la fermeture des sectionneurs sont réalisées à l'aide d'une perche isolante ou à l'aide des dispositifs de commande par tringles en matériaux isolants.

Les sectionneurs sont prévus pour couper le circuit en absence de courant tandis que les disjoncteurs sont prévus pour couper non seulement les courants de service mais aussi les courants de court-circuit qui sont beaucoup plus intenses. En service il arrive souvent qu'on ait besoin de couper un circuit de charge à courant ne dépassant pas la valeur normale. L'installation d'un disjoncteur dans l'huile onéreux et encombrant n'est pas rationnelle. L'industrie fournit des *interrupteurs de charge* à air du type intermédiaire destiné à couper le courant de service normal mais qui n'est pas prévu pour couper automatiquement un courant de court-circuit; pour couper ce courant le circuit doit être protégé par des coupe-circuit à fusibles à haute tension.

20-6. Relais et protection par relais

Pour que les installations électriques à courant fort fonctionnent sans à-coups il faut éliminer rapidement tous les facteurs pouvant perturber le service; dans les grandes installations, surtout dans les centrales et les sous-stations, cela est assuré automatiquement par une protection par relais.

Le *relais*, dans le sens général de ce mot, est un appareil servant à actionner un système puissant ou à régler son régime alors que le relais lui-même est commandé par une puissance relativement faible. Le relais électrique est un mécanisme qui fait agir des circuits électriques complémentaires ou des dispositifs mécaniques lorsqu'il est soumis à l'action de facteurs électriques. Le mécanisme d'un relais comprend un élément récepteur et un élément actionneur; le premier est soumis à l'action des facteurs électriques et met en œuvre l'élément actionneur qui exécute tel ou autre travail.

Les relais de protection peuvent réagir aux variations du courant, de la tension, de la puissance, de la température, etc.

Un relais fonctionne lorsque le facteur électrique, pour lequel il est réglé, dépasse les limites fixées. Selon la nature de la variation qui provoque le fonctionnement du relais, on distingue:

a) les *relais à maximum* qui agissent lorsque la grandeur électrique dépasse une valeur prédéterminée;

b) les *relais à minimum* qui agissent lorsque la grandeur électrique descend au-dessous d'une valeur prédéterminée;

c) les *relais différentiels*, dans lesquels la partie réceptrice réagit à la différence des couples mécaniques provoqués par l'action des deux grandeurs électriques homogènes comparées.

La protection doit être *sélective*: lors d'un endommagement, ce sont les disjoncteurs les plus proches de l'endroit du défaut qui doivent déclencher et le reste du réseau fonctionnera alors normalement.

Un des moyens permettant d'obtenir la sélectivité de la protection est la *temporisation* qui est réalisée soit dans le relais lui-même, soit par l'addition d'un relais temporisé spécial. Lorsque le relais est doté d'un dispositif de temporisation, entre l'instant de l'action de l'impulsion sur le relais et l'instant de fonctionnement de l'actionneur il se passe un certain temps déterminé non seulement par l'inertie du système mobile du relais mais aussi par des dispositifs spéciaux destinés à créer un retard. En fonction de la vitesse et de la durée d'action des parties réceptrices, on distingue les relais sans inertie (par exemple les relais électroniques), les relais instantanés (dont le temps de réponse ne dépasse pas 0,10 s) et les relais temporisés. La temporisation peut être rendue dépendante ou indépendante de la valeur de la perturbation du régime.

Le système de protection le plus simple et le meilleur marché avec temporisation est celui réalisé à l'aide d'un relais à maximum de courant avec temporisation. Cette protection fonctionne lorsque le courant dans le circuit à protéger dépasse une certaine valeur bien déterminée. La sélectivité du déclenchement est obtenue par l'emploi de différents retards qui sont d'autant plus grands que le point d'installation du relais se trouve plus près de la source du courant. Pour le tronçon du circuit le plus éloigné le retard peut être nul et de cette façon le temps du fonctionnement de la protection à ce point n'est déterminé que par le temps propre de fonctionnement du relais. Le défaut principal de ce système de protection est l'accroissement excessif du retard au voisinage des sources d'alimentation ce qui est opposé au principe du déclenchement rapide du circuit avarié.

D'après le mode de branchement on distingue les relais primaires dont la partie réceptrice est branchée directement dans le circuit à protéger et les relais secondaires branchés dans le circuit par l'intermédiaire de transformateurs de mesure.

D'après le mode d'action on distingue les relais à action directe agissant sur le mécanisme du disjoncteur et les relais à action indirecte qui commandent seulement le circuit auxiliaire (fig. 20-13) agissant sur le mécanisme de déclenchement du disjoncteur.

La fig. 20-15 montre schématiquement un relais secondaire dont le système électromagnétique est à action indirecte (relais instantané à maximum de courant de la série ЭТ). Les bobines de ce relais sont branchées dans le circuit secondaire d'un transformateur de courant; lorsque le courant traversant ces bobines atteint la valeur du courant de démarrage, l'armature en acier *3* en forme de Z pivote

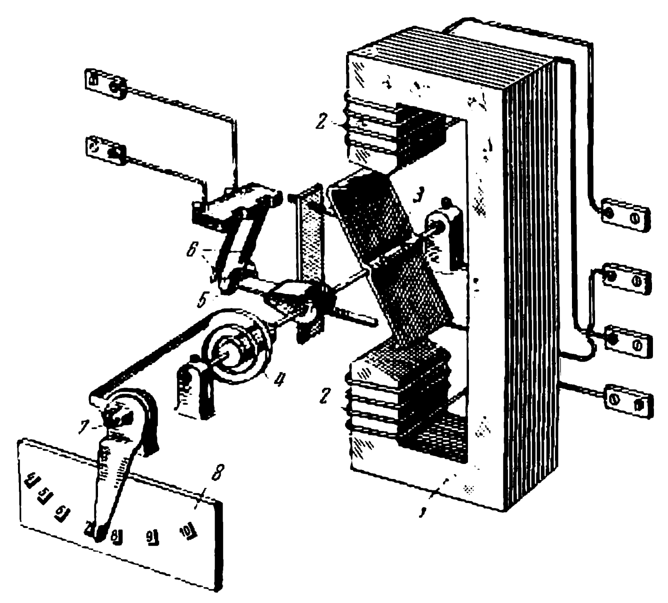


Fig. 20-15. Relais de courant électromagnétique à armature tournante
1 — circuit magnétique; 2 — enroulements de l'électro-aimant; 3 — armature; 4 — ressort de rappel; 5 — contact mobile; 6 — contacts fixes; 7 — toc pour réglage du relais par variation de la tension du ressort; 8 — échelle

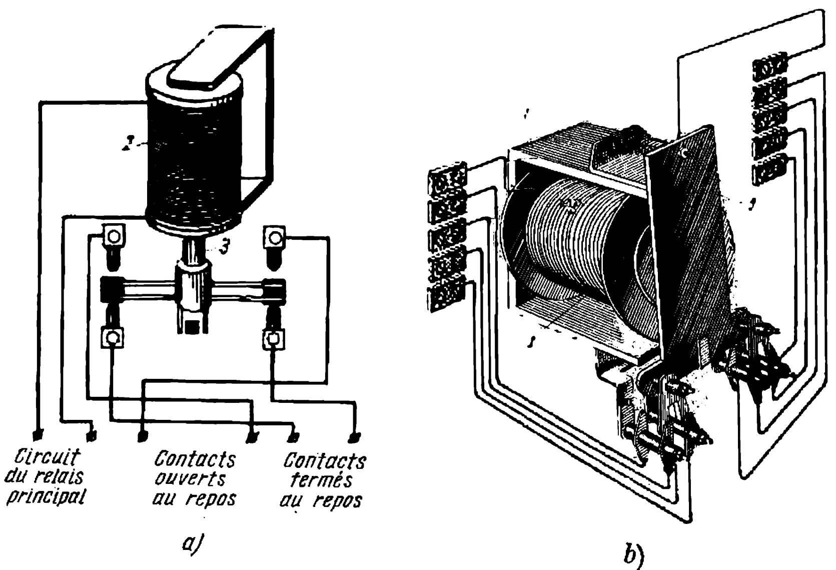


Fig. 20-16. Relais électromagnétique auxiliaire avec deux contacts fermés au repos et deux contacts ouverts au repos
a — schéma de principe; b — construction de l'appareil

et le contact mobile *5*, en touchant les contacts fixes *6*, ferme le circuit auxiliaire. Etant donné que les contacts du relais sont prévus pour fermer des courants relativement faibles et insuffisants pour le déclenchement du mécanisme du disjoncteur, dans la plupart des cas ce relais ferme à son tour le circuit d'un relais auxiliaire qui, par ses contacts plus puissants, ferme le circuit du courant auxiliaire provoquant le déclenchement du disjoncteur dans l'huile. Le relais auxiliaire est dans la plupart des cas du type électromagnétique (fig. 20-16). Le courant fermé par le relais principal attire le noyau de fer *3* vers la bobine *2* du relais auxiliaire et ferme ainsi les contacts du circuit auxiliaire agissant sur le disjoncteur. Le système de contacts d'un relais auxiliaire peut être assez complexe : le relais peut fermer simultanément les circuits du courant auxiliaire de plusieurs disjoncteurs ; dans le relais présenté fig. 20-16, lors de l'attraction du noyau, les contacts d'un circuit s'ouvrent et les contacts d'un autre circuit se ferment.

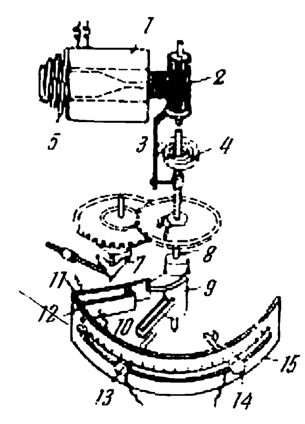


Fig. 20-17. Construction et principe de fonctionnement d'un relais temporisé de type ЭВ

1 — enroulement ; *2* — transmission à vis sans fin ; *3* — toc ; *4* — ressort ; *5* — ressort ; *6* — roue à rochet ; *7* — mécanisme d'horlogerie ; *8* — axe ; *9* — manchon ; *10* — contact mobile ; *11* et *12* — contacts d'ouverture instantanée ; *13* et *14* — contacts fixes ; *15* — échelle

Le relais principal de la fig. 20-15 n'a pas de dispositif de temporisation et s'il faut créer un retard on doit introduire entre le relais principal et le disjoncteur un relais temporisé.

La fig. 20-17 donne le schéma d'un relais électromagnétique temporisé.

Lorsque l'enroulement de la bobine *1* est parcouru par le courant, le noyau (indiqué sur la figure en pointillé) est attiré dans la bobine en comprimant le ressort de rappel *5*. La transmission par la vis d'Archimède *2*, solidaire du noyau, remonte, par l'intermédiaire de l'entraîneur *3*, le ressort *4* du mécanisme d'horlogerie *7*. Sous l'action de ce ressort le mécanisme d'horlogerie se met en marche et fait tourner l'axe *8* à une vitesse bien déterminée. Sur cet axe se trouve le contact mobile *10* ; lorsque ce dernier se déplace, dans le relais les trois contacts différents se ferment l'un après l'autre : 1) le contact instantané (*11-12*) avec un retard de 0,1 s ; 2) le contact glissant *13* qui se ferme après un retard déterminé et qui ferme le circuit tant que le contact *10* glisse sur sa surface ; 3) le contact *14* doté d'une butée qui limite la course du contact *10*.

Le réglage du retard est réalisé en déplaçant les contacts *13* et *14* sur le cadran.

Le relais à action indirecte exige une source séparée pour le courant auxiliaire. Ce courant peut être alternatif ou continu. On peut utiliser comme source de courant auxiliaire alternatif des transformateurs de tension ou des transformateurs de courant spéciaux. Le courant continu est utilisé comme courant auxiliaire dans les installations à système de protection assez complexe ainsi qu'au cas où la source de courant continu est nécessaire pour d'autres buts (éclairage de secours, signalisation, etc.). On utilise comme source de courant continu auxiliaire des batteries d'accumulateurs de 24, 110 et 220 volts.

Chapitre XXI

ÉCLAIRAGE ÉLECTRIQUE

21-1. Développement de l'éclairage électrique

L'amélioration de l'éclairage dans les installations industrielles entraîne l'accroissement de la productivité du travail et de la qualité des produits fabriqués ainsi qu'une diminution du rebut et du nombre d'accidents. Les dépenses pour l'éclairage forment une très faible partie du prix de revient et pour cette raison, l'accroissement de ces dépenses est largement compensé. Tout ingénieur doit voir dans la rationalisation de l'éclairage un important moyen de lutte pour l'accroissement de la productivité, l'amélioration des conditions de travail et la diminution du prix de revient.

Le développement de l'électrotechnique appliquée pendant la première période de son existence était intimement lié à l'extension et au développement de l'éclairage électrique. Au début l'énergie électrique était utilisée presque exclusivement pour l'éclairage car elle était trop chère pour être employée à d'autres fins, et les avantages de l'éclairage électrique sur tous les autres modes d'éclairage artificiel étaient évidents dès la naissance de l'électrotechnique.

21-2. Grandeurs et unités d'éclairage

Une source lumineuse envoie dans l'espace environnant de l'énergie sous forme d'ondes électromagnétiques de très haute fréquence. Une partie seulement de cette énergie rayonnante en agissant sur l'œil humain y provoque la sensation de lumière. Seules les oscillations dont la longueur d'onde est comprise entre 380 nm (violet) et 770 nm (rouge) * ont cette propriété.

La sensibilité de l'œil aux radiations de différentes longueurs d'onde dans les limites indiquées n'est pas la même. Comme on le voit par la courbe d'efficacité relative (fig. 21-1), l'œil normal est sensible au maximum à un rayonnement dont la longueur d'onde $\lambda = 555$ nm (rayons jaunes).

La sensibilité de l'œil à ce rayonnement a été adoptée comme unité d'*efficacité lumineuse relative photopique* (V_λ). L'efficacité lumineuse relative photopique d'un rayonnement pour une autre longueur d'onde est inférieure à l'unité ; ainsi pour la longueur d'onde $\lambda = 460$ nm, l'efficacité relative $V_\lambda = 0{,}06$. Cela signifie que 1 W de rayonnement à cette longueur d'onde provoque dans l'œil de l'homme une sensation lumineuse de même intensité que 0,06 W de rayonnement à longueur d'onde $\lambda = 555$ nm. Pour cette raison la puissance émise par une source de lumière dans la plage de la partie visible du spectre ne peut pas servir pour mesurer la quantité de lumière fournie par cette source. On utilise pour cette mesure le *flux lumineux* défini comme la puissance d'énergie rayonnante évaluée d'après la sensation lumineuse qu'elle provoque dans l'œil normal. De cette façon le flux lumineux d'un rayonnement homogène (monochroma-

* nm — nanomètre, unité de mesure de la longueur des ondes lumineuses. $1\ \text{nm} = 1 \cdot 10^{-9}\ \text{m} = 1 \cdot 10^{-6}\ \text{mm} = 1$ millimicron $= 10$ angströms.

tique) de puissance P_λ à longueur d'onde λ est égal au produit de la puissance de l'énergie rayonnante par l'efficacité lumineuse relative photopique de la longueur d'onde donnée, c'est-à-dire

$$F_\lambda = P_\lambda V_\lambda. \qquad (21\text{-}1)$$

La puissance d'un rayonnement complexe est la somme des puissances de rayonnements monochromatiques individuels

$$P = \sum P_\lambda.$$

Elle fournit le flux lumineux

$$F = \sum P_\lambda V_\lambda. \qquad (21\text{-}2)$$

L'unité du flux lumineux est le *lumen* (lm). C'est le flux lumineux rayonné par un radiateur intégral de platine (corps noir) à la température de solidification du platine depuis une surface de $5{,}305 \cdot 10^{-7}$ m². Au flux lumineux de 1 lumen correspond approximativement une puissance de rayonnement de $\frac{1}{683}$ W pour une longueur d'onde de 555 nm. Si la puissance de rayonnement est indiquée en watts, pour exprimer le flux lumineux en lumens il faut introduire dans les formules (21-1) et (21-2) le facteur 683:

$$F = 683 \sum P_\lambda V_\lambda.$$

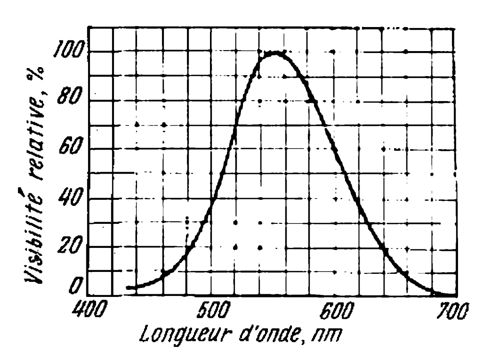


Fig. 21-1. Courbe de visibilité relative du rayonnement en fonction de la longueur d'onde

Indiquons un exemple de détermination du flux lumineux: une lampe au sodium émet dans la partie visible du spectre 12 W de rayonnement à longueur d'onde $\lambda = 590$ nm. L'efficacité lumineuse relative photopique pour $\lambda = 590$ nm est $V = 0{,}76$ (fig. 21-1); de cette façon le rayonnement de la lampe provoque les mêmes sensations lumineuses que $12 \cdot 0{,}76 = 9{,}1$ W de rayonnement à longueur d'onde $\lambda = 555$ nm; pour cette raison le flux lumineux de cette lampe est de $9{,}1 \cdot 683 = 6215{,}3$ lm.

Indiquons à titre d'exemple les valeurs du flux lumineux de quelques sources de lumière:

Lampe à incandescence de 15 W . . . . .125 lm
Lampe fluorescente de 15 W . . . . .560 lm
Lampe à incandescence de 500 W . . . . . . .9 100 lm
Lampe à incandescence de 10 kW . . . . . .280 000 lm

Pour caractériser la répartition du flux lumineux de la source dans les différentes directions de l'espace on utilise la notion d'*intensité lumineuse*. On appelle intensité lumineuse I de la source le quotient du flux émis par une source fans l'angle solide ω par cet angle solide, c'est-à-dire la densité angulaire du dlux lumineux (fig. 21-2)

$$I = \frac{F}{\omega} \qquad (21\text{-}3)$$

On appelle intensité lumineuse sphérique moyenne I_0 d'une source le quotient du flux lumineux total de la source par l'angle solide total égal à 4π. Lorsque le flux n'est pas réparti de façon uniforme dans l'angle ω, l'intensité lumineuse dans une direction donnée est exprimée par le rapport

$$I=\frac{dF}{d\omega}.$$

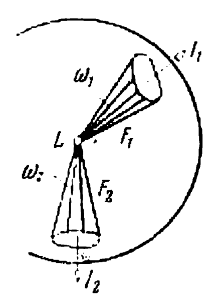


Fig. 21-2. Détermination de l'intensité lumineuse comme densité angulaire du flux lumineux

L'unité d'intensité lumineuse est la *candela* (cd) définie comme l'intensité lumineuse d'une source ponctuelle dans les directions dans lesquelles cette source émet un flux lumineux d'un lumen réparti uniformément à l'intérieur d'un angle solide d'un stéradian (sr) *. C'est-à-dire

$$1\ \mathrm{cd}=\frac{1\ \mathrm{lm}}{1\ \mathrm{sr}}.$$

Indiquons à titre d'exemple les valeurs de l'intensité lumineuse de quelques sources:

Lampes d'automobile	3 à 21 cd
Lampe à incandescence de 1 000 W . .	1500 cd
Lampe à arc	1 000 000 cd
Projecteur à grande portée	jusqu'à 10^9 cd

La candela comme unité d'intensité lumineuse est déterminée à l'aide d'un étalon lumineux spécial.

Les courbes d'intensité lumineuse caractérisent les sources de lumière. Lorsqu'on trace ces courbes on marque les valeurs de l'intensité lumineuse

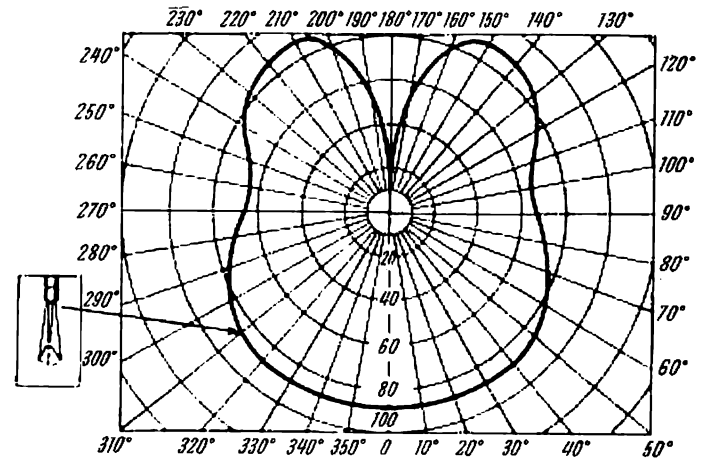


Fig. 21-3. Courbe d'intensité lumineuse d'une lampe à incandescence ordinaire

dans différentes directions à partir du point qui représente le centre lumineux de la source (fig. 21-3).

* Le stéradian est un angle solide qui, ayant son sommet au centre d'une sphère, découpe sur la surface de cette sphère une aire équivalente à celle d'un carré dont le côté est égal au rayon de la sphère.

Si l'on mesure l'intensité lumineuse dans toutes les directions de l'espace, l'ensemble de courbes de l'intensité lumineuse déterminera le corps photométrique de la source de lumière.

Pour caractériser l'intensité de l'éclairage on utilise la notion d'éclairement.

On appelle l'*éclairement* E d'une surface la densité superficielle du flux lumineux, c'est-à-dire le quotient du flux lumineux F par la valeur de la surface éclairée par ce flux:

$$E=\frac{F}{S}.$$

Pour une répartition non uniforme du flux, l'éclairement en un point donné est déterminé par le rapport

$$E=\frac{dF}{dS}. \qquad (21\text{-}4)$$

L'éclairement est mesuré en lux.

Le *lux* (lx) est l'intensité superficielle d'un flux lumineux de 1 lumen réparti uniformément sur une aire de 1 m², soit:

$$1\ \text{lx}=\frac{1\ \text{lm}}{1\ \text{m}^2}.$$

Fig. 21-4. Détermination de l'éclairement sur une surface

Indiquons quelques valeurs caractéristiques de l'éclairement:

Lune (pleine Lune)	environ 0,2 lx
Eclairage de rue	0,1 à 4 lx
Eclairage d'entreprises industrielles	30 à 300 lx
Eclairage des salles de classe	75 lx
Eclairage à l'extérieur (journée grise d'hiver) . . .	1 000 à 5 000 lx
Eclairage à l'extérieur (en été, le ciel étant sans nuages)	jusqu'à 150 000 lx

La valeur de l'éclairement, produit en un point donné d'une surface par une *source ponctuelle de lumière* (c'est-à-dire par une source dont les dimensions sont petites par rapport à la distance jusqu'à la surface éclairée), peut être facilement calculée lorsqu'on connaît l'intensité lumineuse de la source dans la direction du point donné (fig. 21-4).

Soit dS un élément de la surface éclairée comprenant le point A dans lequel on détermine l'éclairement E.

Par définition on a

$$E=\frac{dF}{dS},$$

où dF est le flux lumineux arrivant de la source sur l'élément de surface dS. La définition de l'intensité lumineuse est:

$$dF=I\,d\omega,$$

où $d\omega$ est l'angle solide avec le sommet à la source de lumière et qui s'appuie sur dS;

I est l'intensité lumineuse de la source dans la direction de la surface éclairée.

De la fig. 21-4 on tire:

$$d\omega = \frac{dS \cos \beta}{r^2},$$

où r est la distance de la source du point A ;

β est l'angle entre la normale N à la surface éclairée et le rayon. Finalement on a:

$$E = I \frac{d\omega}{dS} = \frac{I \cos \beta}{r^2}. \qquad (21\text{-}5)$$

Si le flux lumineux est perpendiculaire à la surface éclairée on a:

$$\beta = 0; \qquad \cos \beta = 1; \qquad E = \frac{I}{r^2}.$$

Si la source ponctuelle de la lumière se trouve à la hauteur h du plan éclairé, à la distance horizontale a l'éclairement au point A (fig. 21-5) peut être exprimé de façon suivante:

$$E_h = \frac{I \cos \alpha}{\left(\frac{h^2}{\cos^2 \alpha}\right)} \quad \text{ou} \quad E_h = \frac{I \cos^3 \alpha}{h^2}. \qquad (21\text{-}6)$$

Cette formule est la formule fondamentale pour le calcul de l'*éclairement horizontal* en différents points d'un local. On appelle *luminance* B d'une surface

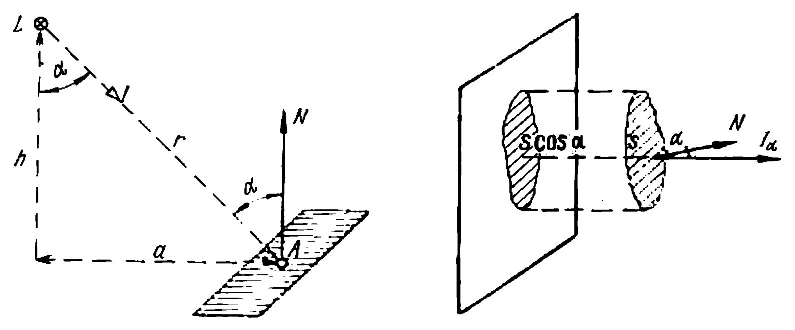


Fig. 21-5. Détermination de l'éclairement horizontal

Fig. 21-6. Détermination de la luminance

lumineuse dans une direction donnée le quotient de l'intensité lumineuse de la surface dans cette direction par l'aire de la projection de la surface lumineuse sur un plan perpendiculaire à la même direction (fig. 21-6). Lorsqu'il s'agit d'une aire plane S uniformément lumineuse, la luminance sera:

$$B = \frac{I}{S \cos \alpha}. \qquad (21\text{-}7)$$

Le *nit* est l'unité de luminance. C'est la luminance d'une surface uniformément lumineuse dans la direction perpendiculaire à cette surface et qui émet dans la même direction une lumière dont l'intensité est d'une candela par m^2 (cd/m^2).

Indiquons les valeurs de la luminance de quelques sources de lumière:

Une bougie de stéarine	700 cd/m²
Une lampe à pétrole	1 100 cd/m²
Un filament de tungstène dans une lampe à atmosphère gazeuse	$8\cdot10^6$ à $12\cdot10^6$ cd/m²

Auparavant on utilisait comme unité de luminance le *stilb* égal à 10^4 cd/m².

21-3. Sources électriques de lumière

Une source de lumière doit transformer l'énergie électrique en lumière avec le minimum de pertes. L'avantage économique d'une source est caractérisé par le coefficient d'efficacité lumineuse qui représente le rapport du flux lumineux émis par la source et exprimé en lumens à l'énergie consommée en watts:

$$\eta = \frac{F}{P}. \tag{21-8}$$

Si on exprime le flux lumineux non pas en lumens mais en watts de la radiation de longueur d'onde $\lambda = 555$ nm, utilisant l'expression (21-6) nous obtenons la valeur du *rendement lumineux* de la source η_1. Il est évident que $\eta = 683\ \eta_1$. La source la plus économique serait celle qui transformerait toute la puissance absorbée en rayonnement de longueur d'onde $\lambda = 555$ nm. Une telle source de lumière aurait un rendement lumineux égal à l'unité et le coefficient d'efficacité lumineuse de 683 lm/W.

On peut classer les sources de lumière modernes en quatre groupes principaux : lampes à incandescence, lampe à arc, lampe à atmosphère gazeuse et lampes fluorescentes.

Dans les *lampes à incandescence* l'énergie du courant électrique est utilisée par l'échauffement jusqu'à une haute température d'un filament, qui émet de l'énergie conformément aux lois bien connues de rayonnement.

Le rendement des lampes à incandescence n'est pas très élevé car la plus grande partie de leur rayonnement est du domaine des rayons infrarouges invisibles. Le rendement lumineux d'un rayonnement calorifique augmente avec la température d'échauffement et atteint son maximum de 14 % à la température de 6 500 °K ; mais jusqu'à présent on n'arrive pas à obtenir dans les lampes à incandescence une température supérieure à 3 200 °K.

Les premières lampes à incandescence étaient à filament de carbone et ne fournissaient que 3 lm/W. Plus tard, en 1890 A. Lodyguine a remplacé le carbone par du tungstène. Ceci a permis d'élever la température du filament jusqu'à 2 400 à 2 500°K ce qui a augmenté le coefficient d'efficacité lumineuse jusqu'à 8 à 10 lm/W avec une durée de service de 1000 heures.

La *lampe à atmosphère gazeuse* est un perfectionnement de la lampe à incandescence. Des études ont montré que l'évaporation du tungstène diminue considérablement dans une atmosphère de gaz inerte (argon ou azote) à pression d'environ 1 atmosphère. Il est à supposer que les particules de tungstène qui s'échappent du filament incandescent sont réfléchies sur le filament par les particules du gaz. Le remplissage de la lampe par un gaz neutre permet d'élever la température du filament jusqu'à 2 700 à 3 000 °K dans les lampes puissantes. Mais dans ces conditions la lampe est l'objet de pertes d'énergie considérables par suite de la conductibilité thermique du gaz et de la convexion. La valeur relative des pertes de chaleur par l'intermédiaire du gaz est d'autant plus grande que la puissance de la lampe est plus petite. Pour cette raison, il est rationnel de remplir de gaz seulement les lampes puissantes, car dans les lampes de faible puissance les avantages fournis par l'élévation de la température ne compensent pas l'accroissement des pertes dues à l'évacuation de la chaleur par les gaz.

A l'heure actuelle on remplit de gaz seulement les lampes dont la puissance est supérieure à 60 W.

Pour améliorer les lampes à atmosphère gazeuse on remplit leur ballon d'un mélange de gaz inertes rares (krypton et xénon) qui conduisent faiblement la chaleur. Cela permet de diminuer les dimensions du ballon, d'augmenter la température du filament et d'accroître ainsi le coefficient d'efficacité lumineuse jusqu'à 12 ou 15 lm/W.

Pour diminuer les pertes par chaleur, le filament en tungstène est en forme de *bispirale* (fig. 21-8).

Afin de diminuer la luminance aveuglante des lampes à incandescence on peut dépolir le verre du ballon de façon qu'il diffuse le flux lumineux. Lorsqu'on dépolit la surface intérieure du ballon, les résultats sont de beaucoup meilleurs et la perte du flux lumineux dans le ballon n'augmente que de 2 ou 3 %.

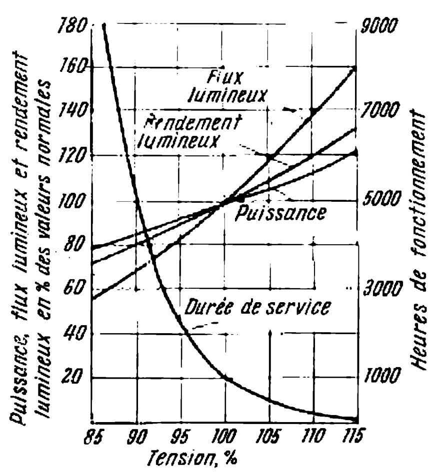


Fig. 21-7. Principales caractéristiques d'une lampe à incandescence en fonction de la tension

Plus la lampe est puissante, plus le filament est épais, moins grand est le rapport de la surface de laquelle s'évaporise le tungstène au volume total du tungstène, par conséquent plus la température du filament peut être élevée. Pour cette raison, le coefficient d'efficacité lumineuse de la lampe croît avec la puissance. D'autre part, plus la tension est élevée plus le filament doit être fin (pour une même puissance), donc plus sa température doit être basse ; pour cette raison les lampes de 220V sont moins économiques que celles de 127 volts, d'environ 25 à 10 % ; plus la puissance de la lampe est grande, plus petite est la différence dans l'économie réalisée.

En fonctionnement normal une lampe à incandescence est maintenue à la tension nominale ; lorsque la tension est plus élevée, la durée de service de la lampe devient plus courte, par exemple, une tension supérieure de 5 % à la tension nominale réduit la durée de service de la lampe de 45 %. Une tension inférieure à la tension nominale fait croître la durée de service de la lampe mais en même temps diminue le flux lumineux et le coefficient d'efficacité lumineuse; par exemple, une tension inférieure de 5 % à la tension nominale de la lampe diminue le flux lumineux de 18 % (fig. 21-7). La cause d'un tel changement brusque du flux lumineux réside dans la diminution de la température du filament et le déplacement du maximum de rayonnement du domaine de rayonnement visible.

La résistance du filament métallique incandescent d'une lampe est d'environ 20 fois supérieure à la résistance du filament froid, et pour cette raison au moment du branchement d'une lampe à filament métallique on assiste à un appel de courant de faible durée (de l'ordre de 0,1 s).

Il est à noter que dans la lampe à incandescence moderne la plus perfectionnée, lampe bispiralée à krypton (fig. 21-8), seulement 13% de l'énergie absorbée est transformée en rayonnement visible, mais dans le cas idéal un corps absolument noir chauffé jusqu'à la température de 6 500°K est capable de transformer en énergie de rayonnement visible seulement 14,5 % de l'énergie absorbée. Il en résulte qu'il est impossible de rendre les lampes à incandescence beaucoup plus économiques.

Les *lampes à arc* sont utilisées rarement à l'heure actuelle vu leur entretien difficile.

Les *lampes à décharge* sont basées sur l'utilisation des phénomènes de luminescence lors de la décharge électrique dans un gaz raréfié (néon, argon, hélium, etc.) et dans les vapeurs de mercure et de sodium. L'avantage de ces lampes est leur grand coefficient d'efficacité lumineuse. Leur particularité qui rend le schéma de connexion plus compliqué et diminue le rendement de la lampe est leur

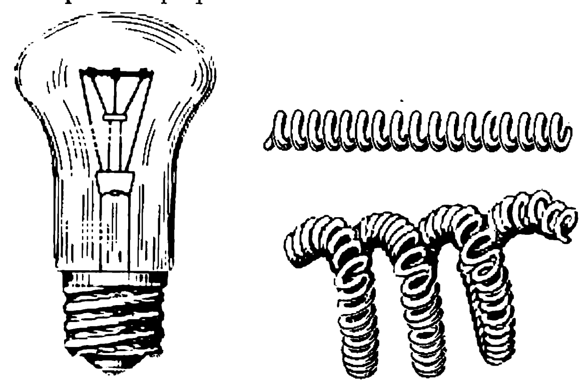


Fig. 21-8. Lampe à incandescence à filament bispiralé

caractéristique négative (tombante), c'est-à-dire qu'avec l'accroissement du courant la tension aux bornes de la lampe diminue. Pour cette raison, lorsque la tension aux bornes est constante, un accroissement spontané du courant peut avoir lieu par suite de la diminution de la résistance de l'intervalle gazeux de la lampe, ce qui peut provoquer la destruction de cette dernière.

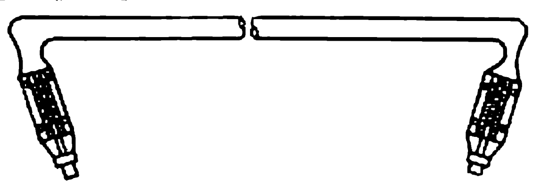


Fig. 21-9. Lampe à décharge haute tension

Pour rendre le fonctionnement d'une lampe à décharge stable on branche en série avec cette dernière une résistance, une bobine d'inductance ou un condensateur. En présence d'une telle impédance Z dans le circuit de la lampe, la tension du secteur U sera divisée entre la lampe (U_l) et l'impédance additionnelle :

$$\dot{U} = \dot{U}_l + Z\dot{I} ;$$

un accroissement accidentel du courant ΔI augmentera la chute de tension dans l'impédance additionnelle, la tension aux bornes de la lampe U_l baissera, ce qui contribuera à maintenir constant le courant passant par la lampe.

Les lampes à décharge peuvent être divisées en lampes haute tension et lampes basse tension.

Les *lampes à décharge haute tension* sont de construction très simple (fig. 21-9). Une telle lampe comprend un tube de verre d'environ 20 mm de diamè-

tre avec des électrodes aux extrémités placées dans des évasements spéciaux. Ces électrodes sont fabriquées sous forme de cylindres creux en fer. Le tube est rempli d'un gaz raréfié duquel dépend la couleur de la lumière émise; lorsque le tube est rempli de néon, il fournit une lumière rouge; un tube à argon fournit une lumière bleue, etc.

On peut donner au tube de verre une forme quelconque, ce qui est largement utilisé pour l'éclairage publicitaire et de signalisation.

Pour obtenir la tension nécessaire on branche la lampe par l'intermédiaire d'un transformateur spécial fournissant une tension de quelques milliers de volts. Le coefficient d'efficacité lumineuse de la lampe est d'environ 15 lm/W. La durée de service d'une lampe de bonne fabrication est d'environ 5 000 heures.

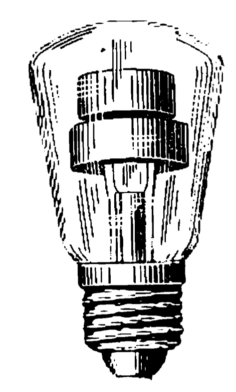


Fig. 21-10. Lampe au néon à décharge luminescente

Les *lampes à décharge basse tension* peuvent être divisées en lampes à décharge luminescente et lampes à décharge en arc.

Les *lampes au néon à décharge luminescente* est une source de faible lumière orange-rose, de luminance réduite dans laquelle est utilisée la lueur négative. La lumière y apparaît grâce à la décharge luminescente aux électrodes, et lorsque ces lampes sont alimentées en courant continu, c'est la cathode seulement qui émet de la lumière, tandis qu'en courant alternatif ce sont les deux électrodes. La décharge luminescente se forme dans le néon raréfié dont la lampe est remplie sous une pression d'environ 10 mm de mercure. Les électrodes peuvent avoir une forme quelconque (fig. 21-10), mais la distance entre elles doit être petite. Comme nous l'avons déjà dit, lors de la décharge luminescente la lueur est accompagnée de grandes pertes de chaleur et pour cette raison le coefficient d'efficacité lumineuse de ces lampes est très faible, environ 0,2 lm/W pour une puissance de 4,5 W et une durée de service de 2 000 heures.

Pour que la lampe fonctionne de façon stable on branche en série avec elle une résistance de 3 000 ohms montée dans le pied de la lampe. Ces lampes sont fabriquées pour des tensions de 220, 127 et même 80 volts et des puissances comprises entre 2 et 5 W. Une lampe à décharge au néon est utilisée comme source de faible lumière, comme appareil de signalisation, pour des mesures stroboscopiques, etc.

Dans les *lampes à décharge en arc* on utilise la lueur des vapeurs de mercure ou de sodium. La décharge à faible tension est obtenue par utilisation de l'émission thermo-électronique de la cathode. Cette émission permet de maintenir dans la lampe un arc de longueur suffisante même sous une tension de 80 volts.

De cette façon, ces lampes doivent avoir une cathode incandescente qui émet les électrons nécessaires pour maintenir la décharge.

L'intensité de l'émission thermo-électronique dépend beaucoup du matériau dont est faite la cathode. Les oxydes incandescents des métaux alcalins émettent de façon intense les électrons même à une température relativement basse. La fabrication de la cathode en tungstène avec une couche d'oxyde de ces métaux permet d'obtenir l'émission thermo-électronique nécessaire avec une dépense d'énergie réduite.

Lors du fonctionnement de la lampe la cathode peut être maintenue incandescente grâce aux chocs des ions positifs; cependant lors du branchement de la lampe, il faut échauffer la cathode pour provoquer la décharge autonome.

Dans les lampes modernes on utilise pour l'allumage une décharge luminescente dans un gaz inerte qui se trouve sous faible pression dans le tube à

décharge de la lampe; de cette façon, dans le tube de la lampe on a un mélange de vapeur de métal et de gaz inerte.

Une température élevée est nécessaire pour maintenir la pression nécessaire de la vapeur du métal dans le tube à décharge. Pour cette raison le tube à décharge est placé à l'intérieur d'un ballon de verre dans lequel on a fait le vide. A l'heure actuelle on emploie les lampes à vapeur de mercure et à vapeur de sodium.

Les *lampes à vapeur de mercure* de construction moderne fonctionnent à une pression de la vapeur de mercure de l'ordre d'une ou de plusieurs atmosphères car avec l'accroissement de la pression le coefficient d'efficacité lumineuse de la lampe croît. Le tube à décharge de la lampe est rempli d'un gaz inerte (argon ou néon) à pression de quelques millimètres de mercure et on y introduit une quantité bien limitée de mercure (moins d'un gramme).

Etant donné que dans le tube à décharge une température assez élevée est maintenue, ce tube est fabriqué en verre réfractaire ou en quartz.

A l'intérieur du ballon de verre ou dans son culot est placée la résistance d'allumage. La lampe n'a que deux entrées et peut être dotée du même culot qu'une lampe à incandescence.

Le seul changement dans le montage nécessaire lors du remplacement d'une lampe à incandescence par une lampe à vapeur de mercure est le branchement d'une bobine de réactance qui assure un régime de fonctionnement stable.

Lors de la mise en circuit, la pression de la vapeur de mercure dans le tube à décharge est minime, car presque tout le mercure se trouve à l'état liquide et le tube n'est rempli que de gaz inerte. Dans ce gaz une décharge luminescente commence entre les électrodes. Cette décharge échauffe la cathode, provoque l'émission thermo-électronique, l'évaporation du mercure et la naissance d'une décharge dans la vapeur de mercure à haute pression. De cette façon, pendant les premières minutes après le début de la décharge, la lampe fournit une faible lueur caractéristique pour le gaz inerte qui la remplit (par exemple, l'orange pour le néon). Ensuite, au fur et à mesure que la chaleur se dégage, la pression de la vapeur de mercure augmente et sa lueur d'abord pâle devient de plus en plus lumineuse, tandis que celle du gaz cesse. Enfin, la décharge dans la vapeur de mercure forme progressivement un cylindre très lumineux au milieu du tube. Le régime transitoire de la lampe dure 5 à 6 minutes. Le phénomène de la décharge dans la lampe est très complexe; le courant de la lampe est loin d'être sinusoïdal et pour cette raison la puissance de la lampe est inférieure au produit des valeurs efficaces de la tension et du courant; le facteur de puissance correspondant

$$k_p = \frac{P}{UI}$$

est d'environ 0,95. Par suite du branchement d'une bobine de réactance le $\cos\varphi$ de la lampe diminue considérablement. Pour améliorer le $\cos\varphi$ total de l'installation on branche des condensateurs parallèlement aux lampes. A l'allumage de la lampe l'appel de courant dépasse de 70 à 80 % le courant nominal.

Le coefficient d'efficacité lumineuse de ces lampes est de 40 à 50 lm/W, ce qui est de 2 ou 2,5 fois supérieur au coefficient d'efficacité lumineuse des lampes à incandescence.

Etant donné qu'on utilise dans la lampe une décharge dans la vapeur du métal, la lumière émise a un spectre linéaire caractéristique pour le mercure. Le rayonnement a des nuances vert-bleu et modifie la couleur naturelle des objets éclairés, surtout par suite de l'absence de rayons rouges. Ces lampes sont utilisées surtout dans les différentes branches de la photochimie (prise de vues, photocopiage, etc.).

La durée de service d'une lampe à vapeur de mercure est de 1000 heures au moins.

La *lampe à vapeur de sodium* (fig. 21-11) est du type de lampes à décharge à basse pression, car pendant le fonctionnement la pression de la vapeur y est égale seulement à quelques millimètres de Hg. L'allumage se fait comme dans les lampes à vapeur de mercure à l'aide d'un gaz inerte raréfié ; la chaleur de la décharge luminescente de ce gaz provoque l'évaporation du sodium métallique après quoi la décharge a lieu dans la vapeur de sodium et fournit une lumière jaune. Une lampe à vapeur de sodium exige un tube à décharge relativement long; ce tube, généralement en forme de U, est placé dans un ballon dans lequel on fait le vide (fig. 21-11). On utilise pour la fabrication du tube un verre spécial car il doit résister à l'action chimique très intense de la vapeur de sodium.

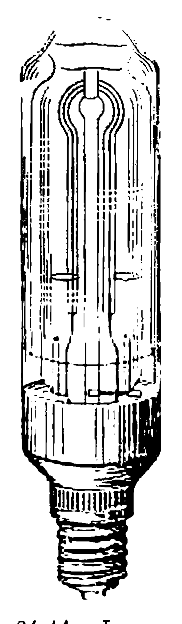
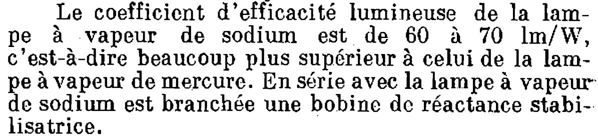


Fig. 21-11. Lampe à vapeur de sodium

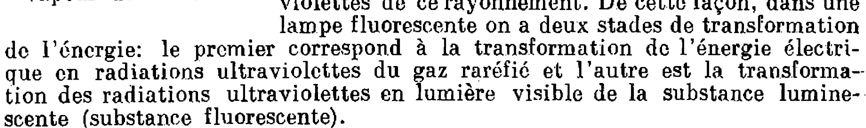
La lumière fournie par cette lampe ne contient pas de rayons rouges. Elle est beaucoup plus monochromatique que celle d'une lampe à vapeur de mercure. Pour cette raison, cette lampe déforme fortement la couleur naturelle des objets.



Le coefficient d'efficacité lumineuse de la lampe à vapeur de sodium est de 60 à 70 lm/W, c'est-à-dire beaucoup plus supérieur à celui de la lampe à vapeur de mercure. En série avec la lampe à vapeur de sodium est branchée une bobine de réactance stabilisatrice.

Les *lampes fluorescentes* représentent un perfectionnement de la lampe à décharge luminescente. Dans ces lampes on utilise la propriété de certaines substances luminescentes d'émettre de la lumière lorsqu'elles sont soumises à un rayonnement ultraviolet.

Une lampe fluorescente est une lampe à vapeur de mercure à basse pression ; le côté intérieur du ballon de cette lampe est revêtu d'une fine couche de substance fluorescente. Lorsque la lampe est parcourue par du courant électrique, cette substance émet de la lumière sous l'action du rayonnement fourni par la vapeur de mercure, surtout sous l'action des radiations ultraviolettes de ce rayonnement. De cette façon, dans une lampe fluorescente on a deux stades de transformation de l'énergie: le premier correspond à la transformation de l'énergie électrique en radiations ultraviolettes du gaz raréfié et l'autre est la transformation des radiations ultraviolettes en lumière visible de la substance luminescente (substance fluorescente).



Malgré la double transformation de l'énergie, l'efficacité lumineuse d'une lampe fluorescente est de beaucoup supérieure à celle de toutes les autres sources électriques de lumière. D'après la norme soviétique cette efficacité a une valeur garantie comprise entre 32 et 48 lm/W, mais en réalité elle est souvent supérieure.

La teinte du rayonnement lumineux des substances fluorescentes dépend de la substance et de sa préparation. En général elle ne dépend pas de la fréquence des radiations excitatrices. L'intensité des radiations de la substance fluorescente dépend de cette fréquence, et le meilleur coefficient d'efficacité lumineuse s'obtient pour des radiations ultraviolettes dont la fréquence est voisine de $1182 \cdot 10^{12}$ Hz (253,7 nm). Une telle fréquence est en même temps la fréquence des radiations ultraviolettes les plus économiques d'une lampe à vapeur de mercure à basse pression.

La lampe fluorescente est fabriquée sous forme d'un tube en verre avec un culot cylindrique à chaque extrémité. Sur ces culots sont fixées des tiges de con-

tact reliées aux électrodes en fil de tungstène. On place dans la lampe une goutte de mercure et le ballon est rempli d'argon raréfié. Le schéma de branchement d'une lampe fluorescente sur le secteur est indiqué fig. 21-12. En série avec la lampe est branché le stabilisateur. Le starter est braché en série avec les élec trodes en tungstène de la lampe. Ce starter est un relais thermique avec une lame bimétallique placé dans un ballon de verre rempli de néon. La tension d'amorçage de la décharge luminescente dans le ballon du starter est inférieure à la tension du secteur (mais supérieure à la tension d'amorçage d'une lampe chaude) ; pour cette raison, lorsque la lampe est mise à la tension du secteur, une décharge luminescente commence dans le ballon, la lame bimétallique jouant le rôle d'une des électrodes. Cette lame s'échauffe et en s'incurvant ferme le circuit du courant des électrodes de la lampe. Le courant réchauffe ces électrodes jusqu'à une température comprise entre 800 et 1000 °C, ce qui crée des conditions nécessaires pour l'émission des électrons dans le tube de la lampe. Ainsi dans le tube apparaît d'abord une décharge dans l'argon et ensuite, par l'élévation de la température, le mercure s'évapore et la décharge a lieu dans la vapeur de mercure.

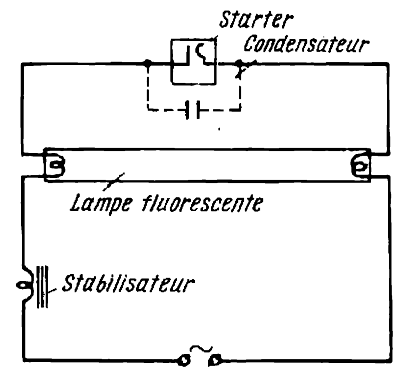


Fig. 21-12. Schéma de branchement d'une lampe fluorescente sur le secteur

Etant donné que la lame bimétallique du starter court-circuite ses électrodes, la décharge luminescente dans le ballon du starter s'arrête et la lame bimétallique se refroidit et se redresse en ouvrant le circuit du courant de chauffage. La décharge luminescente dans le starter ne se rétablit pas car sa tension d'amorçage est supérieure à la tension aux bornes de la lampe qui est inférieure à la tension du secteur par suite de la chute de tension dans la bobine de réactance. Un condensateur est nécessaire pour éliminer les parasites radiophoniques provoqués par le déclenchement du starter.

Toutes les lampes à décharge ont un défaut qui se manifeste sous forme d'*effet stroboscopique* (images multiples des objets mouvants) qui apparaît par suite de l'extinction partielle périodique de la lampe (100 fois par seconde pour la fréquence de 50 Hz). Le moyen le plus simple de lutter contre cet effet est le branchement des lampes installées dans un local sur les trois phases du courant triphasé. Si on utilise pour l'éclairage une seule phase on emploie des schémas avec déphasage artificiel du courant dans les lampes à l'aide de condensateurs et d'inductances.

Dans les données fournies par les catalogues sur le coefficient d'efficacité lumineuse des lampes fluorescentes on ne tient généralement pas compte des pertes dans la bobine de réactance. Ces pertes diminuent le rendement total de l'installation d'éclairage d'environ 20 %.

D'après la chromaticité les lampes fluorescentes se divisent comme suit: lampes БС de lumière blanche (à efficacité lumineuse maximale), lampes ДС de lumière du jour et lampe ТБ de lumière blanche chaude. Les lampes ДС sont recommandées seulement pour être installées dans des locaux où il est nécessaire de distinguer correctement les nuances des couleurs.

De nombreuses études ont montré que lorsqu'on utilise pour l'éclairage des lampes fluorescentes, l'œil est moins fatigué et la productivité du travail augmente, mais ces avantages se font sentir seulement pour de forts éclairements de plus de 100 lx. Il faut tenir compte du fait que la vue de l'homme est habi-

tuée aux grands éclairements de la lumière diurne, et puisque l'éclairage par lampes fluorescentes est proche, en ce qui concerne le spectre, de l'éclairage du joir, les lampes fluorescentes, lorsque l'éclairement est faible, créent un effet de crépuscule désagréable.

C'est une des raisons pour laquelle on indique pour les lampes fluorescentes des normes d'éclairement plus grandes que celles prévues pour les lampes à incandescence (de 2,5 à 3 fois). Cette augmentation a pour effet que la consommation est à peu près la même pour les deux types de lampes. Notons que les dépenses initiales pour une installation à lampes fluorescentes sont plus grandes et le remplacement des tubes fluorescents revient beaucoup plus cher que le remplacement des lampes à incandescence grillées. De cette façon, les dépenses pour l'entretien d'une installation à lampes fluorescentes sont plus grandes.

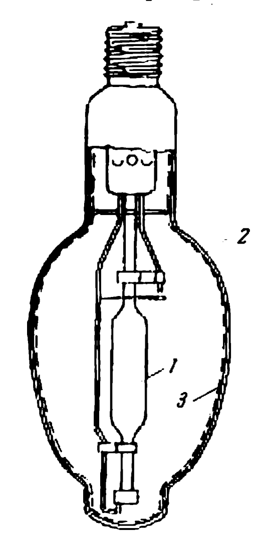


Fig. 21-13. Lampe ДРЛ

Cependant cet accroissement de frais est compensé par une augmentation de l'éclairement et une amélioration spectrale de la qualité d'éclairage, car tout cela contribue à élever la productivité du travail et dans la plupart des cas est justifié du point de vue économique. Le remplacement des lampes à incandescence par des lampes fluorescentes est surtout indiqué pour les locaux où sont exécutés des travaux de précision demandant un effort de l'œil, dans les établissements d'enseignement et dans les établissements médicaux ainsi que dans les locaux destinés au travail prolongé mais où la lumière naturelle est insuffisante.

La puissance d'une lampe fluorescente est limitée (elle ne dépasse pas 125 W) ; lorsque la température du milieu ambiant est d'environ 0 °C, l'économie qu'elle fournit baisse considérablement et on est obligé de recourir à des starters spéciaux, car les starters ordinaires ne fonctionnent pas dans ces conditions. Aussi pour l'éclairage de grands espaces découverts et de grands locaux à destination industrielle on utilise la lampe ДРЛ. C'est une lampe fluorescente à vapeur de mercure à haute pression *1* à chromaticité corrigée où le flux lumineux est créé par la lueur de la vapeur de mercure et de la substance fluorescente. La lueur de la substance fluorescente *3* répandue sur la surface intérieure du ballon en verre externe *2* de la lampe (fig. 21-13) complète le flux lumineux de la lampe surtout par des rayons oranges et rouges. La mise en circuit des lampes ДРЛ se fait par l'intermédiaire d'un dispositif d'amorçage spécial comprenant une bobine de réactance, un condensateur et une soupape au sélénium. La puissance de ces lampes est comprise entre 250 et 1000 W, le coefficient d'efficacité lumineuse étant de 38 à 45 lm/W.

21-4. Appareils d'éclairage

La plupart des sources de lumière électrique possèdent une luminance éblouissante et la courbe de répartition de la lumière ne correspond pas à une utilisation rationnelle du flux lumineux de la lampe. Pour protéger l'œil contre cette luminance et pour répartir de façon voulue le flux lumineux on place la lampe dans une armature d'éclairage.

L'armature d'éclairage avec la lampe est appelée *appareil d'éclairage*. Ces appareils se classent en appareils d'éclairage rapproché dits *luminaires* et en appareils d'éclairage à grande distance appelés *projecteurs*.

Lors de la réflexion ou de la réfraction de la lumière dans un appareil d'éclairage une partie du flux lumineux de la lampe est inévitablement perdue. Le rapport du flux émis par l'appareil d'éclairage au flux de la lampe est appelé rendement de l'appareil.

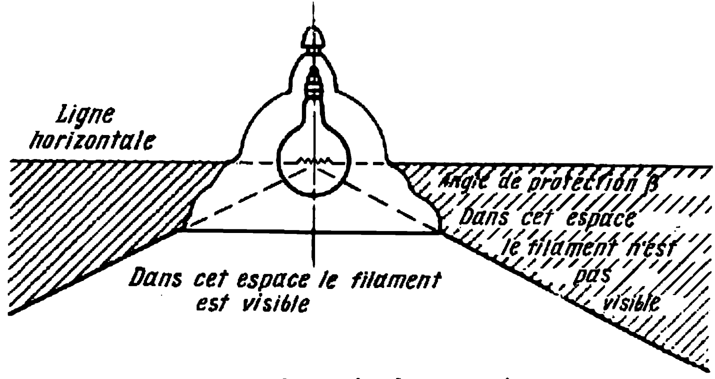


Fig. 21-14. Angle de protection

L'armature doit répartir convenablement le flux lumineux, avoir un rendement maximum, protéger les yeux contre l'éblouissement, ne pas se chauffer jusqu'à une température dangereuse pour l'isolement des fils ou pouvant provoquer l'inflammation des poussières, ne pas accumuler des poussières, être facile à nettoyer et à démonter et de permettre de remplacer facilement les pièces.

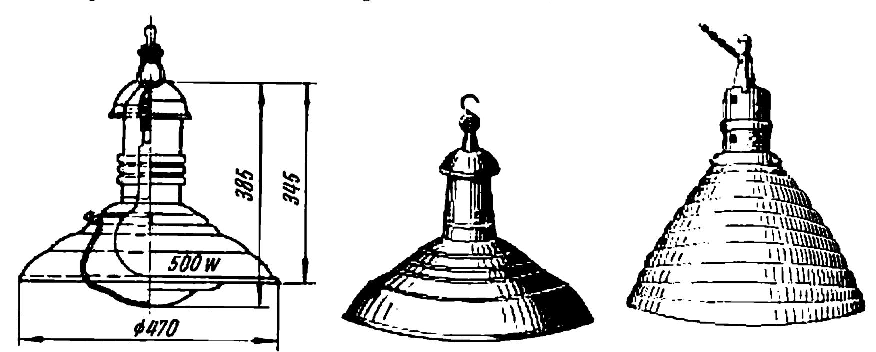


Fig. 21-15. Luminaire « Universel émaillé »

Fig. 21-16. Luminaire « Réflecteur intensif »

Les luminaires sont classés d'une part selon leurs propriétés lumineuses et d'autre part selon leur destination. Les principales caractéristiques d'un luminaire sont :

1) la courbe de l' intensité lumineuse $I_\alpha = f(\alpha)$ représentant l'intensité lumineuse I_α en fonction de l'angle α formé par l'axe du luminaire et le rayon vecteur de l'intensité lumineuse;

2) le rendement du luminaire (coefficient d'efficacité) qui représente le rapport du flux lumineux du luminaire F_{lum} au flux lumineux de la

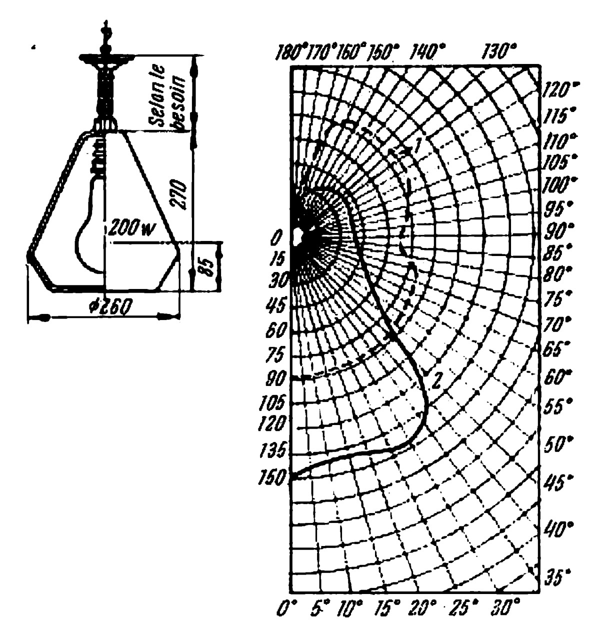


Fig. 21-17. Luminaire « Lucetta » et sa courbe d'intensité lumineuse (la courbe en pointillé se rapporte à la lampe non protégée)

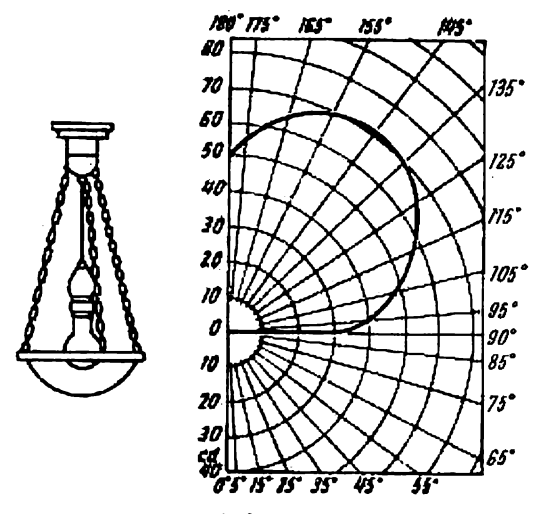


Fig. 21-18. Luminaire d'éclairage indirect et sa courbe d'intensité lumineuse

lampe F_1:

$$\eta = \frac{F_{lum}}{F_1}; \qquad (21\text{-}9)$$

3) l'angle de protection (fig. 21-14).

Les luminaires se divisent en:

a) luminaires réalisant l'éclairage direct dans lesquels au moins 90 % du flux émis arrivent dans la demi-sphère inférieure;

b) luminaires réalisant l'éclairage indirect dans lesquels au moins 90 % du flux émis arrivent dans la demi-sphère supérieure;

c) luminaires réalisant l'éclairage diffus (mixte) dans lesquels le flux lumineux est réparti dans les deux demi-sphères de façon plus uniforme que dans les luminaires de classes précédemment indiquées.

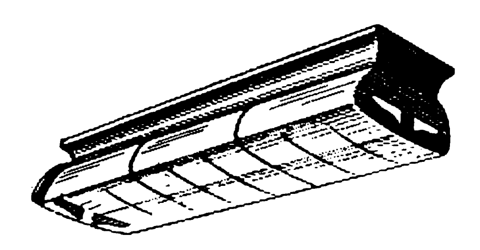


Fig. 21-19. Armature pour l'éclairage direct par lampe fluorescente

Les luminaires à éclairage direct ont un rendement plus élevé, par contre ils éblouissent davantage. L'*angle de protection* du luminaire (fig. 21-14) a une grande importance pour la caractéristique d'un luminaire à ce point de vue.

Le luminaire répandu dans l'éclairage industriel est le luminaire « Universel émaillé » (fig. 21-15). C'est un appareil à éclairage direct à répartition moyenne de la lumière, possédant un angle de protection de 14° et un rendement de 58 %. Son utilisation est rationnelle dans des locaux de 8 mètres de hauteur au plus.

Le luminaire « Réflecteur intensif à miroir » (fig. 21-16) est doté d'un réflecteur à miroir et assure une forte concentration du flux lumineux. Il est destiné surtout aux locaux de grande hauteur. Son angle de protection est de 35° et le rendement atteint 85 %.

Indiquons comme luminaire d'éclairage diffusé l'appareil conique « Lucetta » (fig. 21-17) fabriqué en verre opalin ou dépoli.

Le luminaire conique est recommandé pour l'éclairage général des bureaux, des salles de dessin, des bibliothèques, etc.

La fig. 21-18 montre un luminaire à éclairage indirect sous forme de coupe découverte en haut.

Pour les lampes fluorescentes on utilise pour l'éclairage intérieur direct des armatures avec réflecteur émaillé ou à miroir (fig. 21-19).

Les *projecteurs* dirigent le flux lumineux suivant un petit angle solide, ce qui permet d'obtenir de fortes intensités lumineuses.

Les principaux éléments d'un projecteur sont une source de lumière de grande luminance et un réflecteur métallique ou en verre. On utilise comme source de lumière une puissante lampe à atmosphère gazeuse de type spécial ou de type standard; dans les projecteurs à longue portée on utilise l'arc électrique. Le réflecteur est composé d'un miroir concave de forme parabolique. La source de lumière est placée au foyer de ce miroir.

Etant donné qu'un projecteur fournit un flux concentré dans un petit angle on peut tracer la courbe de répartition de la lumière en coordonnées cartésiennes et non en coordonnées polaires. On fait coïncider l'axe des ordonnées avec l'axe optique du projecteur, sur l'axe des ordonnées on indique, à l'échelle choisie, les valeurs de l'intensité lumineuse du projecteur et sur l'axe des abscisses on porte les valeurs de angles de deux côtés de l'axe optique du projecteur (fig. 21-20).

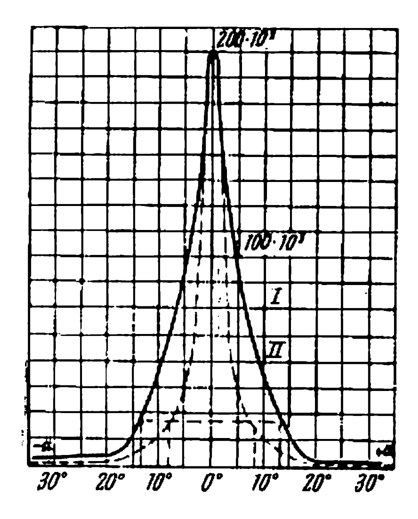


Fig. 21-20. Courbe d'intensité lumineuse d'un projecteur pour illumination

I — dans le plan horizontal; *II* — dans le plan vertical

Les propriétés lumineuses d'un projecteur sont caractérisées par des grandeurs qui diffèrent de celles caractérisant un luminaire.

Un projecteur doit concentrer les rayons de la lampe en un faisceau relativement étroit; ces propriétés du projecteur sont caractérisées par l'*angle de diffusion* qui est l'angle dans les limites duquel l'intensité lumineuse du projecteur est égale au moins à 0,1 de son intensité lumineuse maximale I_{max}. On distingue l'angle de diffusion dans le plan horizontal et l'angle de diffusion dans le plan vertical.

On appelle *facteur d'amplification* d'un projecteur le rapport de l'intensité lumineuse maximale du projecteur à l'intensité sphérique moyenne de sa lampe :

$$k_{amp} = \frac{I_{max\ du\ proj.}}{I_{0\,de\ la\ lampe}}.$$

On distingue deux types de projecteurs: le projecteur à longue portée et le projecteur pour illumination.

Les *projecteurs à longue portée* sont destinés à éclairer des objets très éloignés. Ils ont un très faible angle de diffusion, une grande intensité lumineuse maximale et sont utilisés dans l'aviation, l'armée et la marine.

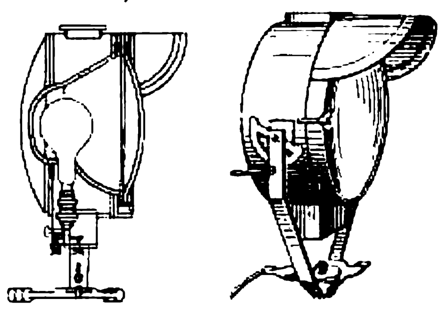


Fig. 21-21. Projecteur pour illumination

Les *projecteurs pour illumination* sont destinés à éclairer des objets relativement proches, les chantiers lors des travaux de nuit, des façades d'édifices,

des aérodromes, etc. De tels projecteurs ont un angle de diffusion horizontal d'environ 30° et un angle de diffusion vertical d'environ 20° (fig. 21-21).

21-5. Principales exigences auxquelles doit satisfaire l'éclairage artificiel

L'éclairage doit créer les conditions les plus favorables pour la perception des images par l'œil ce qui correspond à un éclairement compris entre 450 et 3000 lx. Un tel éclairement peut avoir lieu seulement lors de l'éclairage naturel du jour. Pour des raisons d'économie nous sommes obligés dans la plupart des cas de se contenter d'un éclairement beaucoup plus réduit.

Nous nous arrêterons aux exigences principales auxquelles doit répondre l'éclairage artificiel des établissements industriels. Ces exigences sont: un éclairement suffisant de la surface de travail, une répartition favorable de la luminance dans le champ de vision, une limitation de l'éblouissement et la constance de l'éclairement.

Un *éclairement suffisant* assure à l'œil une vision normale ce qui est l'une des conditions nécessaires pour une haute productivité du travail. Plus la tension de l'œil lors du travail est grande, plus l'éclairement doit être grand. Pour cette raison la valeur de l'éclairement minimum nécessaire est réglée en fonction du travail à exécuter. Plus les détails qu'il faut distinguer pendant le travail sont petits, plus l'éclairement doit être grand. Mais la tension de la vision lors de la distinction des objets dépend non seulement des dimensions de l'objet mais aussi du fond sur lequel il se trouve et du contraste de cet objet et du fond. La visibilité est d'autant meilleure que ce contraste est plus grand.

La visibilité dépend également du coefficient de réflexion de ce fond. Plus le fond est clair, plus il est facile de distinguer le détail. Les normes d'éclairement des locaux industriels tiennent compte de tous ces facteurs (tableau 21-1). Le tableau indique l'éclairement minimum de la surface de travail ce qui assure le niveau de visibilité nécessaire à toutes les surfaces de travail.

Dans le tableau le fond est clair si son coefficient de réflexion (quotient du flux lumineux réfléchi par la surface par le flux lumineux incident) est supérieur à 0,2. De cette façon, pour déterminer suivant le tableau 21-1 l'éclairement du local industriel donné il faut connaître les dimensions linéaires des détails et les conditions du fond.

La répartition de la luminance dans le champ de vision du travailleur est d'une grande importance pour l'éclairage. L'éclairement nécessaire peut être assuré par l'éclairage général ou par l'éclairage localisé.

L'*éclairage général* est destiné à éclairer le local entier et non seulement la surface de travail. Dans la plupart des cas les luminaires d'éclairage général sont placés à une grande distance de la surface de travail, sous le plafond.

L'*éclairage localisé* est destiné à éclairer seulement les surfaces de travail; pour cette raison, les luminaires d'éclairage localisé sont placés au voisinage direct du lieu de travail. L'éclairage localisé présente l'avantage d'assurer un grand éclairement avec une source de lumière de puissance relativement faible et le flux lumineux de cette dernière peut être dirigé sur la surface de travail de la façon la plus avantageuse. Cependant, l'utilisation du seul éclairage localisé n'est pas admise dans des locaux industriels car cela provoquerait une répartition très irrégulière de la luminance dans le champ de vision du travailleur et provoquerait une fatigue excessive de la vue. Pour cette raison l'éclairage localisé doit obligatoirement être complété par un éclairage général et c'est de cette façon qu'on crée un *éclairage combiné*. Pour assurer une répartition judicieuse de la luminance dans le champ de vision du travailleur (uniformité de l'éclairage) les règles demandent que lors de l'utilisation d'un éclairage combiné l'éclai-

Tableau 21-1

Eclairement minimum des surfaces de travail dans des locaux industriels

Caractéristique du travail	Dimensions du détail[1], mm	Catégorie du travail	Sous-catégorie	Contraste[2] de l'objet et du fond	Fond[3]	Eclairement minimum, lx — lampes fluorescentes — éclairage combiné	lampes fluorescentes — éclairage général	lampes à incandescence — éclairage combiné	lampes à incandescence — éclairage général
De très haute précision	0,1 et moins	I	a	Faible	Sombre	3 000	750	1 500	300
			b	Faible	Clair	2 000	750	1 000	300
				Moyen	Sombre	2 000	750	1 000	300
			c	Moyen	Clair	1 500	500	750	300
				Grand	Sombre	1 500	500	750	300
			d	Grand	Clair	750	300	400	150
De haute précision	De 0,1 à 0,3	II	a	Faible	Sombre	2 000	750	1 000	300
			b	Faible	Clair	1 000	400	500	150
				Moyen	Sombre	1 000	400	500	150
			c	Moyen	Clair	750	200	400	100
				Grand	Sombre	750	200	400	100
			d	Grand	Clair	500	150	300	75
De précision normale	De 0,3 à 1	III	a	Faible	Sombre	1 000	300	500	150
			b	Faible	Clair	750	200	400	100
				Moyen	Sombre	750	200	400	100
			c	Moyen	Clair	500	150	300	75
				Grand	Sombre	500	150	300	75
			d	Grand	Clair	400	150	200	50
De faible précision	De 1 à 10	IV	a	Faible	Sombre	150	150	150	50
			b	Faible	Clair	150	150	150	50
				Moyen	Sombre	150	150	150	50
			c	Moyen	Clair	100	100	100	30
				Grand	Sombre	100	100	100	30
			d	Grand	Clair	100	100	100	30

Suite du tabl. 21-1

Caractéristique du travail	Dimensions du détail [1], mm	Catégorie du travail	Sous-catégorie	Contraste [2] de l'objet et du fond	Fond [3]	Eclairement minimum, lx			
						lampes fluorescentes		lampes à incandescence	
						éclairage combiné	éclairage général	éclairage combiné	éclairage général
Grossier	Plus de 10	V	—	Indépendamment du coefficient de réflexion du fond et du contraste de l'objet et du fond		100	100	100	30
Demandant une surveillance générale de la production sans préciser les détails	—	VI	—	Idem		75	75	—	20
Travail des objets ou matériaux luminescents	—	VII	—	Idem		150	150	—	50

[1] Par « détail » on entend un élément de l'objet examiné (par exemple un fil d'un tissu, un point, une ligne, une égratignure, une tache, etc.) que l'on doit distinguer lors du travail.

[2] Le contraste de l'objet et du fond est considéré comme petit si sa valeur est inférieure à 0,2 (la luminance de l'objet et celle du fond diffèrent peu), comme moyen si sa valeur est de 0,2 à 0,5 (les luminances diffèrent de façon notable). Il est grand si sa valeur dépasse 0,5 (les luminances diffèrent considérablement).

[3] Le fond est considéré comme sombre lorsque le coefficient de réflexion de la surface est de 0,3 ou moins; il est considéré comme clair lorsque le coefficient de réflexion de la surface est supérieur à 0,3.

rage général fournisse au moins 10 % de l'éclairement prévu d'après les normes pour les conditions données (les autres 90 % doivent être assurés par l'éclairage localisé).

Tableau 21-2

Hauteur minimum de suspension des luminaires pour l'éclairage intérieur des installations

Caractéristique des luminaires	Hauteur minimum de suspension, m	
	Lampes jusqu'à 200 W	Lampes de puissance supérieure à 200 W
A. Lampes à incandescence		
Luminaires à réflecteurs diffus et angle de protection compris entre 10 et 30° sans diffuseurs	3	4
Idem, avec angle de protection supérieur à 30°	N'est pas limitée	3
Luminaires à réflecteurs diffus dotés de diffuseurs ainsi que sans réflecteurs :		
a) avec facteur de transmission jusqu'à 80 % pour une zone de 0 à 90° ; avec facteur de transmission jusqu'à 55 % pour une zone de 60 à 90°	3	4
b) avec facteur de transmission jusqu'à 55 % dans une zone de 0 à 90°. . . .	2,5	3
Luminaires avec réflecteurs à miroir :		
a) réflecteur intensif	2,5	3
b) réflecteur extensif	4	6
Lampes découvertes avec ballon en verre dépoli	4	6
B. Lampes fluorescentes		
Luminaires d'éclairage direct avec réflecteurs diffus et angle de protection de 15 à 25°	4	4,5
Idem, avec un angle de protection de 25 à 40°	3	3,5
Idem, avec un angle de protection supérieur à 40°	—	—
Luminaires à lumière diffuse et facteur de diffusion :		
a) inférieur à 55 %	2,6	3,2
b) de 55 à 80 %	3,5	4,2

Lors de l'installation du système d'éclairage il faut prévoir la *limitation de l'éblouissement*. L'éblouissement est le trouble momentané de la vue causé par une source de lumière de grande intensité, par exemple une spirale incandescente d'une lampe à incandescence non protégée par l'armature, le métal fondu,

etc. L'éblouissement réduit la capacité de travail et peut être la cause des accidents. Le degré d'éblouissement dépend de la luminance et de l'intensité lumineuse de la source dans la direction de l'œil ainsi que de la position de cette source dans le champ de vision. La construction du luminaire, la valeur de son angle de protection, le caractère du diffuseur et la puissance de la lampe déterminent la luminance de la surface visible du luminaire et son intensité lumineuse dans la direction de l'œil. Pour toutes ces raisons et afin de réduire l'éblouissement, les normes soviétiques indiquent la hauteur minimum admissible au-dessus du plancher pour la suspension des luminaires d'éclairage général. Cette hauteur est déterminée en fonction de la construction et de la puissance des luminaires (tableau 21-2). Afin de réduire l'éblouissement des luminaires d'éclairage localisé, les normes soviétiques, sans préciser la hauteur de suspension, demandent que leur angle de protection soit égal au moins à 30° et que le réflecteur soit fait en matériau non transparent.

La *constance de l'éclairement* peut être perturbée par les fluctuations de la tension du réseau. Les variations fréquentes et sensibles de l'éclairement fatiguent beaucoup la vue. Pour cette raison les fluctuations de la tension du réseau ne doivent pas dépasser 4 % de la tension nominale.

Dans certains cas, à côté de l'éclairage de service il est indispensable d'installer un *éclairage de secours* branché, en fonction des particularités de la méthode de production et du local, soit à une source d'alimentation indépendante soit à un réseau séparé du réseau d'éclairage de service. L'éclairage de secours doit répondre aux exigences formulées dans un règlement spécial.

21-6. Répartition des luminaires

La répartition des luminaires doit être telle que l'éclairement requis soit assuré avec la puissance installée minimum. On distingue deux modes de répartition des luminaires d'éclairage général : la répartition uniforme et la répartition localisée. Pour une *répartition uniforme* la distance entre des luminaires voisins est la même dans chaque ligne et entre les lignes. Pour une *répartition localisée* la position de chaque luminaire dépend de la disposition de l'équipement et est choisie de façon à assurer une direction optimum du flux lumineux et à éliminer les ombres aux endroits de travail.

Une répartition uniforme des luminaires correspond à une répartition uniforme de l'éclairement sur la surface de travail; elle est la plus économique. On l'emploie dans des locaux industriels où l'on désire assurer un éclairement uniforme du local entier. Ce sont des locaux avec répartition uniforme de l'équipement (par exemple les ateliers de montage, les ateliers de travail du bois), des locaux où l'on utilise l'éclairage combiné, etc.

La grandeur principale de calcul pour déterminer la répartition des luminaires est la *distance relative* entre les luminaires $\frac{L}{H_s}$, c'est le rapport de la distance L entre les luminaires à la hauteur de suspension H_s du luminaire au-dessus de la surface utile. Cette grandeur et la courbe de l'intensité lumineuse du luminaire déterminent la répartition de l'éclairement sur la surface éclairée. A une valeur déterminée de la distance relative pour chaque type de luminaire correspond une irrégularité d'éclairement minimum (*distance relative optimum*). Dans le tableau 21-3 sont indiquées les distances relatives optima pour les luminaires les plus répandus lorsqu'ils sont répartis selon le sommet d'un carré ou d'un lozange. Des études ont montré que la répartition des luminaires suivant les angles d'un carré est la plus économique, cependant pour des raisons qui dépendent des circonstances locales on est souvent obligé de remplacer le carré par un rectangle.

Tableau 21-3

Distances relatives optima entre les luminaires, m

Type de luminaire	Distance relative		Largeur limite du local pour laquelle une disposition en une ligne convient mieux
	Disposition en plusieurs lignes	Disposition en une ligne	
Globe en verre opalin	2,3-3,2	1,9-2,5	$1{,}3H_s$
« Universal » sans paralume : « Universal » avec paralume opalin et mat	1,8-2,5	1,8-2,0	$1{,}2H_s$
« Lucetta » découvert en verre laiteux : « Réflecteur intensif émaillé » . .	1,6-1,8	1,5-1,8	$1{,}0H_s$
« Réflecteur intensif à miroir » . . .	1,2-1,4	1,2-1,4	$0{,}75H_s$

Nota. Le premier chiffre détermine la variante optimale, le second la variante admissible de la répartition.

Si pour une répartition des luminaires on part de la distance optimum, il ne reste plus que la hauteur de suspension par rapport à la surface utile H_s que l'on peut choisir ; remarquons cependant que le choix de cette hauteur dans des locaux industriels est limité. En plus des raisons propres aux conditions locales qui sont souvent décisives (par exemple, la présence d'un pont roulant), la hauteur de suspension minimum admissible est déterminée par la nécessité de limiter l'éblouissement (tableau 21-2) et la hauteur maximum est limitée par la hauteur du plafond.

Les distances optima l des rangées extrêmes des luminaires depuis les murs du local sont déterminées en fonction des surfaces utiles près des murs : si ces surfaces existent on a $l = 0{,}25 \div 0{,}32\, L$; si elles sont absentes on a $l = 0{,}4 \div 0{,}5\, L$.

La disposition des luminaires est également dictée par leur nombre.

La disposition localisée des luminaires de l'éclairage général est rationnelle lorsque, pour des raisons de fabrication, il est nécessaire d'assurer un éclairage supplémentaire de grandes surfaces utiles qu'il est impossible à réaliser par l'éclairage localisé (par exemple pour l'assemblage de grosses pièces sur une chaîne). Le problème de la disposition des luminaires doit être résolu pour chaque cas concret.

21-7. Modes de calcul des installations d'éclairage

Pour faire un projet d'éclairage électrique il faut tout d'abord choisir les sources de lumière. Comme nous l'avons déjà vu, on doit choisir entre les lampes à incandescence, les lampes à décharge luminescente et les lampes fluorescentes. Les lampes à décharge luminescente bien que très économiques sont surtout utilisées pour l'éclairage extérieur vu leur chromaticité défavorable. Les lampes fluorescentes ont par rapport aux lampes à incandescence les avantages suivants : un facteur d'efficacité lumineuse supérieur et une chromaticité plus favorable à condition de choisir une substance fluorescente correspondante. Mais d'autre part, le prix d'une installation à lampes fluorescentes est d'envi-

Tableau 21-4

Puissance spécifique d'éclairage général uniforme avec lampes à incandescence, W/m²

H_s, m	S, m²	Luminaires « Universal » (pour une teinte quelconque des murs et du plafond)						Luminaires « Lucetta » avec coefficient de réflexion du plafond $\rho_p = 50$ % et des murs $\rho_m = 30$ %				
		Eclairement normalisé E, lx										
		5	10	20	30	50	75	10	20	30	50	75
De 2 à 3	10-15	3,3	6,2	11	15	22	30	7,8	13,7	18	28	38
	15-25	2,7	5	9	12	18	25	6,5	11,3	15	23	30
	25-50	2,3	4,3	7,5	10	15	21	5,4	9,5	12,5	19	25
	50-150	2	3,8	6,7	9	12	18	4,6	8	11	16	20
	150-300	1,8	3,4	6	8	12	17	4	6,9	9,2	13	18
	plus de 300	1,7	3,2	5,8	7,5	11	16	3,6	6,5	8,5	13	17
De 3 à 4	10-15	4,3	7,5	12,7	17	29	36	9,5	15	24	36	53
	15-20	3,7	6,4	11	14	22	31	8	13	19	29	42
	20-30	3,1	5,5	9,3	13	19	27	6,8	11,4	15	23	34
	30-50	2,5	4,5	7,5	10,5	15	22	5,7	9,6	13	19	28
	50-120	2,1	3,8	6,3	8,5	13	18	4,6	8	10,5	15	23
	120-300	1,8	3,3	5,6	7,5	12	16	3,8	6,5	8,6	12,8	19
	plus de 300	1,7	2,9	5	7	11	15	3,3	5,6	7,2	10,5	16

ron trois fois plus élevé que celui d'une installation à lampes à incandescence et les frais annuels d'exploitation sont de beaucoup supérieurs.

Le calcul des installations d'éclairage se fait par la méthode des puissances spécifiques, la méthode du facteur d'utilisation et la méthode ponctuelle. En réalité ces méthodes se complètent mutuellement.

La *méthode des puissances spécifiques* est utilisée pour un calcul approché de la puissance nécessaire des lampes lorsqu'on détermine de façon approximative la consommation d'énergie pour l'éclairage. Cette méthode est utilisée aussi pour vérifier des projets d'éclairage.

On détermine d'abord la répartition des luminaires et leur nombre n, ensuite la *puissance spécifique* de l'installation, c'est-à-dire la puissance par unité de surface du plancher. On se sert pour cela de tableaux spéciaux calculés pour différents luminaires en comparant les données concernant plusieurs installations réalisées. Nous indiquerons deux tableaux de ce genre 21-4 et 21-5 à titre d'exemple.

Tableau 21-5

Puissance spécifique d'éclairage général uniforme avec lampes fluorescentes type БС, W/m²

H_S, m	S, m²	Eclairement normalisé E, lx					
		50	75	100	150	200	300
De 2 à 3	10-15	5,8	8,7	11,6	17,5	23,2	34,8
	15-25	5,1	7,7	10,2	15,3	20,4	30,6
	25-50	4,9	7,3	9,8	14,7	19,6	29,4
	50-150	3,9	5,8	7,8	11,7	15,6	23,4
	150-300	3,7	5,6	7,4	11,1	14,8	22,2
De 3 à 4	10-15	8,7	13,1	17,4	26,1	34,8	52,2
	15-25	6,7	10,1	13,4	20,1	26,8	40,2
	25-50	5,8	8,7	11,6	17,4	23,2	34,8
	50-150	4,3	6,4	8,6	12,9	17,2	25,8
	150-300	3,7	5,6	7,4	11,1	14,8	22,2

Pour calculer la puissance installée P en partant de la puissance spécifique P_0 il est nécessaire de déterminer le facteur de dépréciation k_d. Ce coefficient tient compte de la diminution du flux lumineux du luminaire dans le temps par suite de l'encrassement du luminaire et de la réduction du flux lumineux de la lampe au fur et à mesure qu'elle vieillit. On choisit la valeur du facteur de dépréciation en fonction de la quantité de poussière dans le local et de la fréquence d'entretien du luminaire (tableau 21-6). De cette façon la puissance installée pour un local de surface S sera $P = P_0 S k_d$ et la puissance d'une lampe

$$P_l = \frac{P_0 S k_d}{n}. \qquad (21\text{-}10)$$

La *méthode du facteur d'utilisation* (appelée aussi méthode du flux lumineux) utilise comme grandeur principale pour le calcul de l'éclairage le flux lumineux nécessaire sur la surface utile pour obtenir l'éclairement moyen requis E. Il est

facile de déterminer ce flux lorsqu'on connaît le *facteur d'utilisation* η du luminaire, qui est le rapport du flux lumineux utile F_u qui arrive sur la surface de travail éclairée S au flux lumineux de la lampe F_l :

$$\eta = \frac{F_u}{F_l}. \qquad (21\text{-}11)$$

Le calcul se ramène à déterminer le facteur η qui dépend de plusieurs facteurs provoquant des pertes du flux lumineux dans l'installation d'éclairage donnée.

Le facteur d'utilisation dépend :

a) du type de luminaire (lampe et armature) ;

b) des conditions géométriques du local éclairé (rapport de la longueur à la largeur) ;

c) de la hauteur de suspension du luminaire au-dessus de la surface utile ;

d) de la réflexion de la lumière par les murs et le plafond qui dépend de leur couleur.

Etant donné que cette dépendance est très complexe on utilise pour déterminer le facteur d'utilisation des tables spéciales établies pour chaque type de luminaire. Ces tables tiennent compte de tous les facteurs énumérés.

D'après ces tables et en tenant compte de toutes les caractéristiques de l'installation on détermine le facteur d'utilisation de l'installation η.

Pour déterminer le flux utile

$$F_u = ES, \qquad (21\text{-}12)$$

il faut connaître l'éclairement E. Dans la plupart des cas il faut se servir à cette fin des normes de l'*éclairement minimum E.*

En se servant de la valeur du flux utile et du facteur d'utilisation on détermine le flux F_l que doivent fournir toutes les lampes de l'installation :

$$F_l = \frac{F_u}{\eta}. \qquad (21\text{-}13)$$

Ensuite, en fonction de la quantité de poussière contenue dans le local et des soins d'entretien des luminaires on détermine le facteur de dépréciation k_d (tableau 21-6) et ensuite on calcule le flux que chaque lampe doit fournir

Tableau 21-6

Facteurs de dépréciation

Caractéristique du local	Facteur de dépréciation		Fréquence nominale de nettoyage des luminaires (au moins)
	Lampes fluorescentes	Lampes à incandescence	
Locaux avec grand dégagement de poussière, de fumée ou de suie	2,0	1,7	4 fois par mois
Locaux à dégagement moyen de poussière, de fumée ou de suie	1,8	1,5	3 fois par mois
Locaux à faible dégagement de poussière, de fumée ou de suie	1,5	1,3	2 fois par mois

d'après la formule

$$F_{11}=\frac{ESk_d}{\eta n}. \qquad (21\text{-}14)$$

Lorsque l'on a déterminé F_{11}, on peut trouver dans les tables une lampe fournissant un flux lumineux le plus rapproché de la valeur calculée.

La *méthode ponctuelle* se base sur le calcul de l'éclairement en certains points caractéristiques du local en partant de la courbe de répartition de la lumière des luminaires. Elle est utilisée généralement pour vérifier les méthodes indiquées plus haut. Le calcul se fait pour les points les plus caractéristiques du local, en premier lieu pour les points les moins éclairés, c'est-à-dire les plus éloignés des sources de lumière. L'éclairement E en ces points est fixé par les normes. En chaque point caractéristique l'éclairement est déterminé comme la somme des éclairements créés au point considéré par des luminaires individuels, c'est-à-dire:

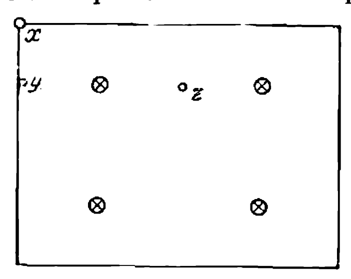


Fig. 21-22. Points caractéristiques du local lors du calcul de l'éclairement par la méthode ponctuelle

$$E=E_1+E_2+E_3+\ldots+E_n.$$

Ainsi, sur la fig. 21-22 l'éclairement en chaque point considéré (x, y, z,...) sera la somme des éclairements créés par quatre luminaires *1 — 4*. Chacun de ces termes de l'addition est égal:

$$E=\frac{I\cos^3\alpha}{H_s^2}.$$

Lorsqu'il s'agit de lampes fluorescentes, l'éclairement est calculé d'après les formules qui sont établies en considérant que ces lampes sont des lignes lumineuses.

En plus des points caractéristiques, on est parfois obligé de calculer séparément l'éclairement aux points caractéristiques du local, par exemple l'éclairement vertical sur le tableau de distribution d'une centrale électrique.

En adoptant une certaine valeur de l'éclairement, nous pouvons déterminer la valeur nécessaire de I et ensuite choisir une lampe convenable pour le luminaire. Les longs calculs sont un défaut important de cette méthode; de plus cette méthode ne tient pas compte de l'éclairement créé par la lumière réfléchie par les murs et le plafond. Pour cette raison lors du calcul de l'éclairage dans des locaux fermés on n'utilise la méthode ponctuelle que pour la vérification de l'éclairement minimum aux points les plus éloignés et pour déterminer l'irrégularité, tandis que le calcul principal est généralement fait par la méthode dite du facteur d'utilisation. Cependant, l'utilisation de la méthode ponctuelle est inévitable lorsque les luminaires sont répartis de façon asymétrique ainsi que pour des espaces découverts. Le calcul d'après la méthode ponctuelle est considérablement facilité par des tables d'éclairement que l'on trouve dans les catalogues des luminaires.

Chapitre XXII

PRODUCTION, TRANSPORT ET DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

22-1. Tension dans les réseaux des centrales électriques

Le courant alternatif est fourni par une centrale électrique régionale (fig. 22-1) située généralement au voisinage des réserves naturelles d'énergie ; les alternateurs de la centrale fonctionnent sous une tension de 6 à 10 kV. Une telle tension est suffisante pour transmettre l'énergie aux clients situés au voisinage, mais pour de grandes lignes de transport qui lient la centrale avec des centres industriels et les grandes villes il faut élever cette tension jusqu'à 110 ou 220 kV. L'accroissement de la tension de ligne, pour une même puissance, diminue proportionnellement le courant ainsi que les pertes par échauffement des fils. Cependant il ne faut pas penser qu'il est toujours rationnel d'utiliser pour les lignes de transport la plus haute tension réalisable. L'accroissement de la tension entraîne une augmentation non proportionnelle des dépenses pour améliorer l'isolement, des dimensions de supports, du prix des transformateurs-élévateurs et abaisseurs, etc. ; enfin, les dépenses annuelles pour l'entretien augmentent considérablement. Toutes ces considérations peuvent être supérieures aux avantages fournis par la diminution des pertes par échauffement des conducteurs. De cette façon, la tension d'une ligne de transport est choisie d'une part en fonction du coût des ouvrages de la ligne et d'autre part en fonction du coût de l'énergie électrique. Et dans chaque cas, du point de vue économique, la tension la plus rationnelle est celle qui demande des dépenses totales minimales. En plus, la tension choisie doit être une tension normalisée.

Pour élever la tension produite par les alternateurs d'une centrale on utilise des transformateurs. Les lignes de transport vont jusqu'aux agglomérations mais la tension de l'ordre de cent kilovolts est trop élevée pour une distribution directe de l'énergie. Pour cette raison la haute tension de la ligne est abaissée dans de grandes sous-stations (situées généralement dans les faubourgs de la ville ou près de grandes usines) jusqu'à la valeur (6 à 10 kV) pour laquelle la distribution de l'énergie aux clients est plus économique (l'appareillage est meilleur marché, etc.). Dans les villes la distribution de l'énergie se fait par câbles souterrains.

Au voisinage du lieu de consommation directe de l'énergie celle-ci est transformée encore une fois. Cette transformation se fait dans différentes parties de la ville ou dans les ateliers d'une usine, dans les postes de transformation du client ; la tension y est abaissée jusqu'à 500 ou 380/220 volts. Sous une telle tension l'énergie arrive dans le réseau basse tension qui l'amène aux récepteurs de courant : moteurs, lampes, etc.

Le schéma d'alimentation en énergie présenté fig. 22-1 est un schéma type lorsqu'une seule centrale est utilisée. A l'heure actuelle on utilise surtout un réseau d'interconnexion reliant plusieurs centrales réunies entre elles et avec les centres de consommation par des lignes de transport. C'est le réseau à haute tension en boucle.

En plus, on est souvent obligé d'installer un réseau de distribution intermédiaire dont la tension est de 35 kV. Cela est nécessaire parce que les tensions de 6 ou 10 kV sont insuffisantes pour la distribution de l'énergie électrique sur

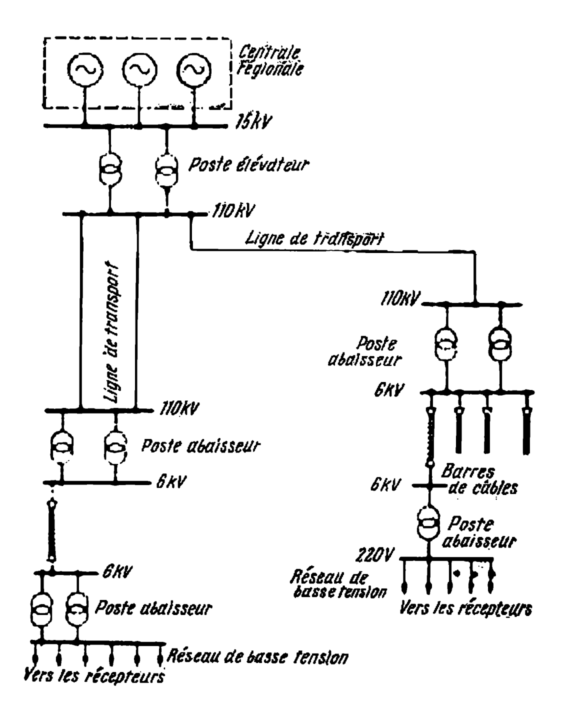


Fig. 22-1. Schéma d'alimentation en énergie fournie par une centrale régionale

une surface relativement grande et pour les tensions de 110 kV et surtout pour 220 kV l'aménagement des sous-stations de puissance relativement faible revient trop cher.

22-2. Charge d'une centrale électrique

La charge d'une centrale fonctionnant sur un réseau séparé est déterminée par les demandes d'énergie exigées par les récepteurs connectés à la centrale: à chaque instant la production d'énergie doit correspondre à la demande. De cette façon, la centrale doit adapter sa production à la demande et étudier les variations de cette demande au cours d'une journée et de l'année.

En général, on peut diviser la charge d'une centrale en charge lumière et charge force. La charge lumière varie notablement en fonction de l'heure de la journée (fig. 22-2) et de la saison. La charge force est plus constante (fig. 22-3); ses variations sont déterminées par la nature et l'organisation de la production (nombre de postes, heure de la pause de déjeuner, heure de l'arrêt pour réparations, etc.). En fonction de la variation de la charge la centrale est obligée de mettre

en marche ou d'arrêter les machines, mettre à feu ou éteindre les chaudières dans une centrale thermique, utiliser les réserves d'eau ou les accumuler dans

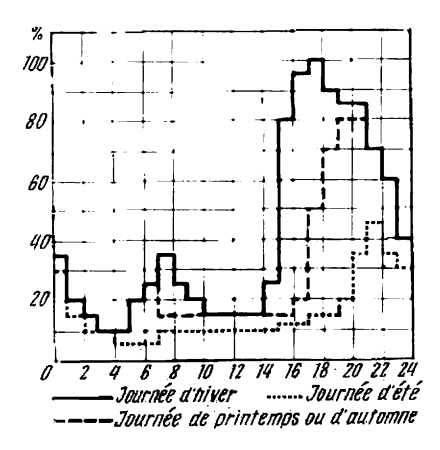


Fig. 22-2. Graphique journalier d'une charge lumière

des réservoirs lorsqu'il s'agit des centrales hydrauliques. Ces fluctuations de la charge influent de façon défavorable sur le fonctionnement des centrales.

Mais une centrale peut calculer la puissance de ses machines non pour toute la puissance connectée des clients mais seulement sur le maximum de la charge qui dépend du coefficient de demande (§ 22-3).

Pour une centrale il est important de connaître non seulement la puissance active de la charge mais aussi la puissance apparente car la section des conducteurs, la puissance des transformateurs, la section des fils de lignes, etc. sont déterminées par la puissance apparente des récepteurs. Il faut donc connaître également la charge réactive. Cette charge est déterminée en partant de la charge active du récepteur et de son $\cos\varphi$.

On peut considérer ce dernier comme égal en moyenne à 0,8 si le client n'a pas une installation spéciale pour améliorer le facteur de puissance.

Le prix payé par le client dépend de la valeur du $\cos\varphi$ moyen de son installation.

Selon le tarif différentiel appliqué par les centrales soviétiques le client paye l'énergie électrique W, indiquée par les compteurs, à raison de n kopecks par kWh (partie variable) et en plus il paye chaque mois pour la puissance installée de ses transformateurs $P_{\text{t. ins}}$ à raison de m roubles par kVA ; de cette façon le client doit payer chaque mois à la centrale

$$M = W\frac{n}{100} + P_{\text{t. ins}}\, m \text{ (roubles).}$$

Mais le tarif tient compte également du facteur de puissance. Comme nous l'avons déjà noté, un mauvais $\cos\varphi$ rend les installations électriques plus chères par suite de la nécessité d'utiliser un équipement prévu pour une grande puissance apparente (transformateurs, disjoncteurs, câbles, etc.) et une augmentation des pertes lors de la production et le transport de l'énergie électrique. Pour cette raison, le prix payé par le client pour un kWh est déterminé en fonction de la

valeur moyenne du cos φ de son installation pendant un intervalle de temps contrôlé (un mois). Lorsque le cos φ du client est égal au cos φ normal prévu par le tarif, le client paye 100 % du tarif. Si le cos φ est supérieur ou inférieur à la valeur normale indiquée, il paye un supplément (+) ou reçoit un rabais (—) sur le prix de base d'un kWh.

De cette façon, l'équation totale du tarif sera

$$M = W \frac{n}{100} \frac{k}{100} + P_{\text{t. ins}}\, m \text{ (roubles)},$$

où k est le supplément ou le rabais établi selon le cos φ mensuel moyen du client conformément au tableau de suppléments et de rabais de l'entreprise qui vend l'énergie.

Le cos φ moyen est déterminé d'après les indications des compteurs d'énergie active W et d'énergie réactive W_r par la formule

$$\cos\varphi = \frac{W}{\sqrt{W^2 + W_r^2}}.$$

La charge lumière est payée séparément d'après l'énergie consommée mais le prix d'un kWh est environ double.

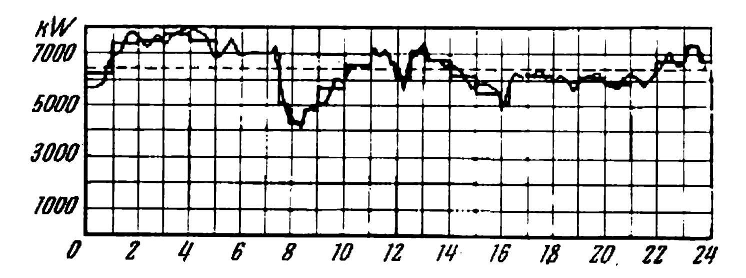


Fig. 22-3. Graphique journalier de la charge d'une grande usine, fonctionnant en trois postes

22-3. Classification des centrales électriques

Les centrales électriques sont destinées à transformer différentes formes de l'énergie en énergie électrique. A cet effet, on installe dans les centrales des moteurs primaires (thermiques, hydrauliques) qui entraînent les génératrices de courant électrique.

En fonction du genre de courant produit on distingue les centrales à courant alternatif (presque exclusivement triphasé) et les centrales à courant continu. Vu l'importance réduite des centrales à courant continu nous ne les examinerons pas.

En fonction des moteurs primaires, autrement dit, en fonction du genre d'énergie consommée par la centrale nous distinguons les centrales thermiques, hydrauliques et éoliennes.

Les *centrales force-chaleur* qui doivent fournir l'énergie électrique et l'énergie thermique présentent un groupe spécial ; la vapeur d'échappement des turbines d'une telle centrale est utilisée pour le chauffage des bâtiments ou pour d'autres buts. Pour le développement des centrales forcechaleur l'Union Soviétique occupe la première place au monde. Dans 160 villes on trouve des

centrales force-chaleur qui livrent chaque année plus de 100 milliards de grandes calories d'énergie thermique.

Les *centrales thermiques* utilisent comme moteur primaire des turbines à vapeur ou des machines à vapeur ou encore des moteurs à combustion interne.

Les turbines à vapeur forment la majorité des moteurs primaires. En ce qui concerne les machines à vapeur elles ne sont utilisées actuellement que dans les petites installations (par exemple, les installations à locomobile).

Un moteur à combustion interne a par rapport au système turbine à vapeur et chaudière un rendement plus élevé (jusqu'à 38 %) mais il demande dans la plupart des cas un combustible cher (huile lourde, kérosène, essence) et sa puissance est limitée. Un avantage des moteurs à combustion interne est leur mise en marche rapide. A l'heure actuelle ces moteurs sont utilisés surtout dans des centrales d'importance locale et de faible puissance, ainsi que dans les installations provisoires lors de la construction des entreprises dans des régions arides et enfin comme groupes de pointe et de secours.

Nous distinguons trois principaux groupes de combustibles utilisés dans les centrales thermiques: combustibles solide, liquide et gazeux.

Le groupe de combustibles solides est représenté par la houille, la lignite et la tourbe. Le plus important de ces combustibles est la houille et les centrales brûlent surtout des charbons de mauvaise qualité. Afin d'élever le rendement des chaudières ces charbons sont brûlés sous forme de poussière. En Union Soviétique la tourbe est utilisée assez largement dans les centrales électriques: plusieurs puissantes centrales ont été construites spécialement pour utiliser la tourbe. Cette dernière est brûlée soit à l'état de suspension (tourbe fraisée), soit en morceaux (tourbe mottière).

Le groupe de combustibles liquides est représenté par le mazout, le pétrole, l'essence et le kérosène. On ne brûle dans les chaudières des centrales que le mazout, les autres combustibles étant utilisés par les moteurs de combustion interne.

Les combustibles gazeux sont le gaz naturel, le gaz de hauts fourneaux et de fours à coke obtenus comme sous-produits dans les usines sidérurgiques. Ces gaz sont brûlés dans les chaudières ou dans les moteurs à gaz.

La fig. 22-4 montre schématiquement une centrale thermique ; les inscriptions sur le dessin expliquent différentes étapes de la production d'énergie et l'organisation de différents dispositifs. On y distingue deux phases : la première phase c'est la transformation de l'énergie du combustible en énergie de la vapeur d'eau ; durant la deuxième phase, dans la salle des machines l'énergie de la vapeur est transformée dans les turbines en énergie mécanique qui à son tour est transformée dans les alternateurs en énergie électrique. Le rendement maximum des centrales à turbines à vapeur est de 25 à 26 %. Dans les centrales force-chaleur le rendement atteint 50 et même 60 %.

Les centrales qui ne fournissent pas aux clients d'énergie thermique sont appelées centrales à condensation, car dans ces usines la vapeur échappée des turbines arrive dans les condenseurs refroidis à l'eau ; de cette façon, une grande partie d'énergie thermique est perdue.

Les *centrales hydrauliques* se divisent en usines barrages et usines de dérivation. Les *usines barrages* sont établies sur des cours d'eau à grand débit. La retenue est créée par un barrage construit en travers du cours d'eau. Le bâtiment de machines dans lequel sont installés les alternateurs et l'équipement électrique est situé près du barrage, sur la rive ou dans le corps du barrage même. Sur la fig. 22-5 sont présentées schématiquement une telle usine et la disposition de ses différents éléments.

Les *usines de dérivation* sont construites sur des cours d'eau à faible débit mais à forte pente ; le barrage d'une telle usine est installé à une certaine distance du bâtiment de machines et fait passer l'eau dans un canal de dérivation plus ou moins long (fig. 22-6). Ce canal amène l'eau dans un réservoir d'où l'eau arrive par des conduites aux turbines.

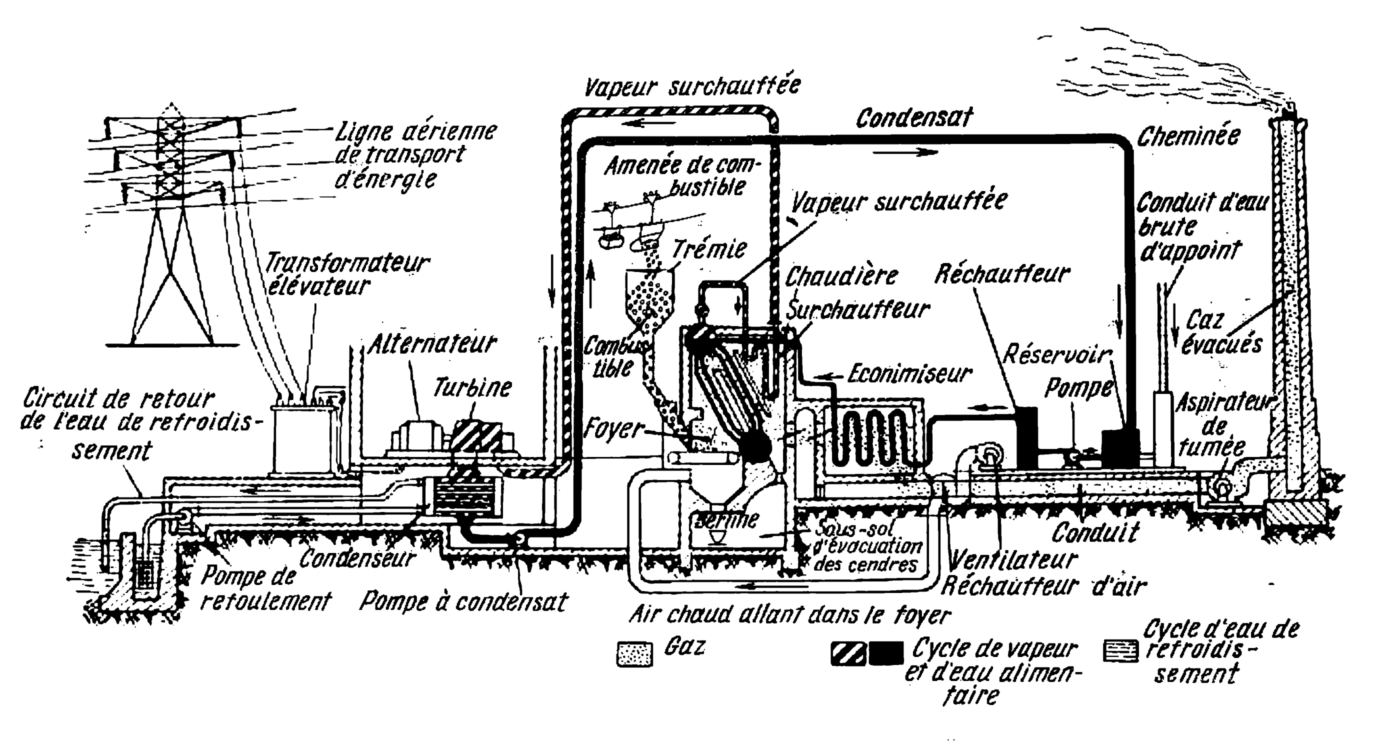


Fig. 22-4. Schéma d'une centrale thermique à condensation

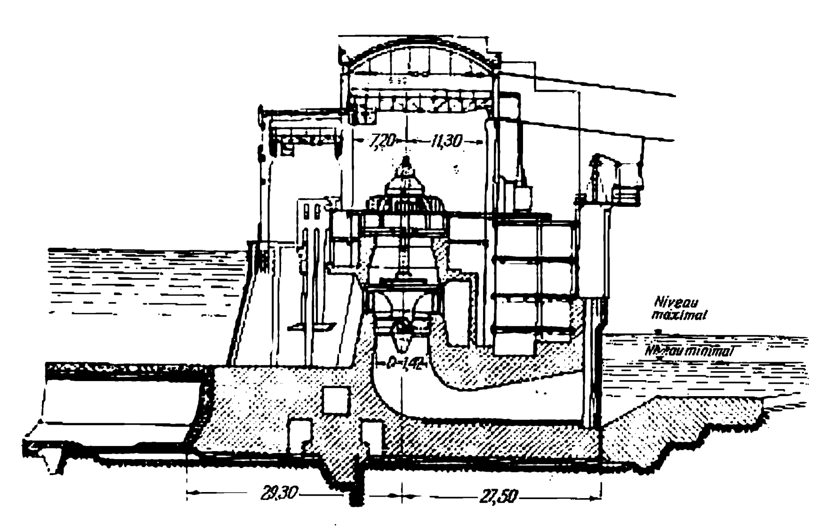


Fig. 22-5. Coupe d'une usine barrage

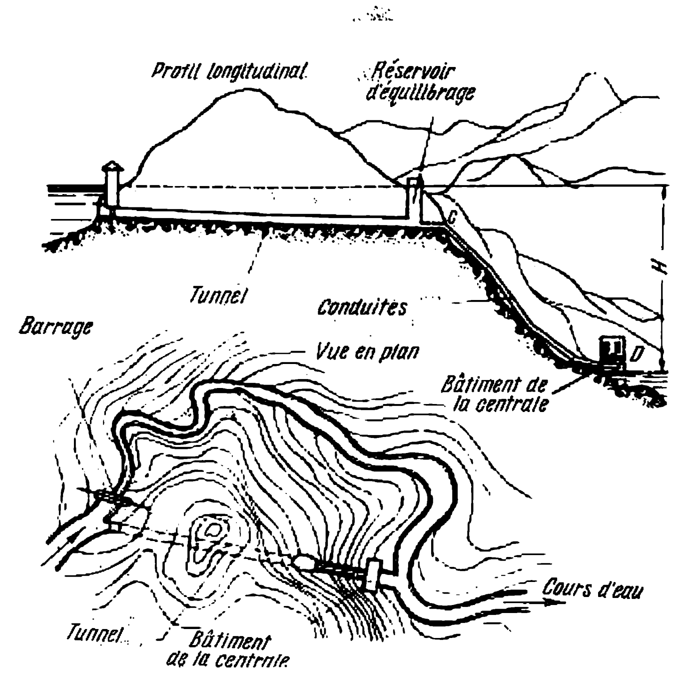


Fig. 22-6. Disposition d'une centrale hydro-électrique à dérivation

Dans une centrale hydraulique l'énergie de l'eau en mouvement est transformée d'abord en énergie mécanique et cette dernière est transformée en énergie électrique dans le même groupe.

Le débit naturel des cours d'eau varie considérablement au cours de l'année ; d'autre part, la consommation d'énergie électrique au cours de la journée varie aussi ; les turbines doivent utiliser beaucoup d'eau le jour et le soir. Pour régler le débit, si les conditions géologiques le permettent, on construit en amont de la centrale des réservoirs artificiels à l'aide desquels on réalise le réglage journalier et annuel du débit.

Dans la plupart des pays les centrales thermiques par leur puissance totale jouent le rôle prépondérant. Les centrales hydrauliques ne peuvent être construites qu'aux endroits où on dispose de houille blanche ; les frais de construction

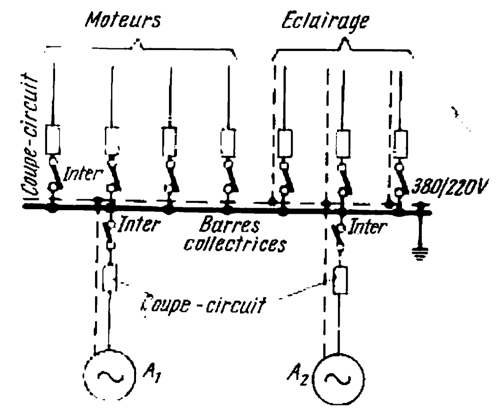


Fig. 22-7. Schéma de principe d'une centrale de faible puissance

sont beaucoup plus élevés, par contre l'énergie qu'elles fournissent est de beaucoup meilleur marché que celle des centrales thermiques.

En fonction de la disposition de la centrale par rapport aux principaux consommateurs de son énergie on distingue : centrales d'importance locale, centrales régionales et centrales force-chaleur.

Les centrales d'importance locale fournissent de l'énergie seulement aux consommateurs se trouvant au voisinage et pour cette raison, il n'est pas nécessaire d'utiliser des transformateurs pour élever la tension ; l'usine fournit l'énergie au réseau à même tension que celle des alternateurs (jusqu'à 10 kV). Ce sont des centrales urbaines, les centrales d'entreprises industrielles, etc. Si la centrale est de faible puissance et les consommateurs d'énergie se trouvent au voisinage direct (alimentation des chantiers, de petites agglomérations, de petites entreprises industrielles), on utilise les tensions de 220, 380 ou 500 volts sous lesquelles l'énergie est fournie aux consommateurs sans transformation. Un schéma de principe d'une telle centrale de quelques dizaines de kW est indiqué fig. 22-7. Cette centrale comporte deux alternateurs triphasés A_1 et A_2. Chaque alternateur est muni d'un interrupteur à couteaux tripolaire *Inter* et est protégé par deux coupe-circuit *CC*. Les alternateurs sont connectés aux barres de la centrale à l'aide desquelles l'énergie est répartie entre les lignes de différents consommateurs. Chaque ligne a son interrupteur à couteaux et ses coupe-circuit. Les interrupteurs, les coupe-circuit, les barres, les appareils de mesure et les appareils de synchronisation (non représentés sur la figure) sont montés sur le tableau de distribution généralement lié aux alternateurs à l'aide de câbles pla-

cés dans des caniveaux. On utilise pour l'éclairage une tension ne dépassant pas 220 V, et puisque la tension composée de la centrale considérée est de 380 V les lignes d'éclairage sont à 4 fils ; sur le schéma le fil neutre est indiqué en pointillé. Selon les règles de la sécurité du travail le fil neutre d'un réseau d'éclairage à tension composée de 380 V doit être mis à la terre et il ne doit pas comporter de

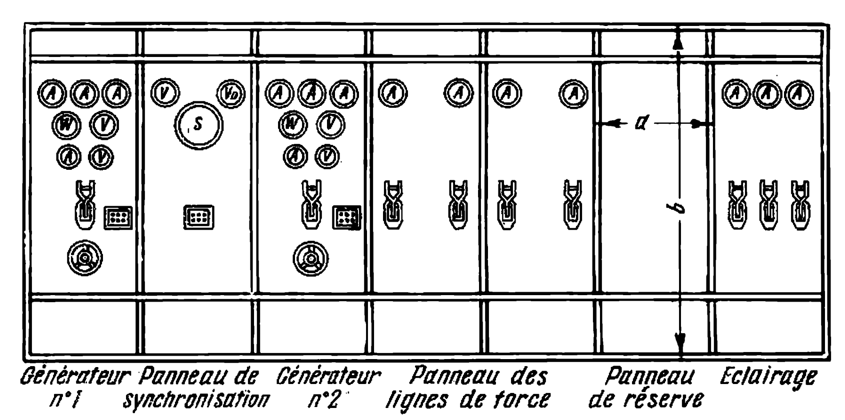


Fig. 22-8. Tableau de distribution se rapportant au schéma de la fig. 22-7

coupe-circuit et d'interrupteurs. La fig. 22-8 montre la face avant d'un tel tableau de distribution. Le tableau comprend sept panneaux dont le premier et le troisième sont réunis aux alternateurs, le deuxième comporte les appareils de synchronisation, le quatrième et le cinquième comportent l'appareillage des

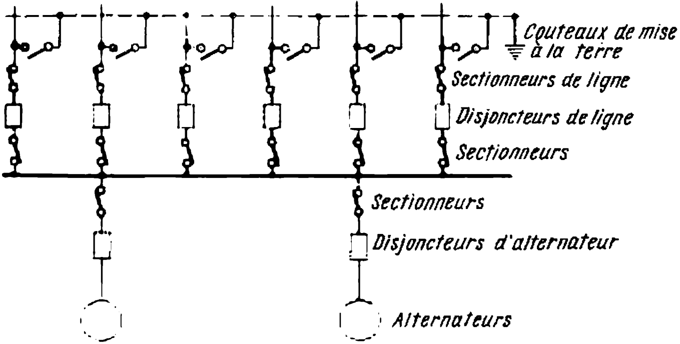


Fig. 22-9. Schéma d'une centrale de faible puissance à système de barres simple

quatre lignes force et le septième contient l'appareillage des trois lignes d'éclairage. Le sixième panneau est réservé pour de nouvelles lignes. Les interrupteurs se trouvent à l'arrière du tableau et sont commandés par des leviers avec poignées situées sur la face avant ; derrière le tableau se trouvent également les coupe-circuit et les rhéostats des circuits d'excitation des alternateurs. Les volants de ces rhéostats se trouvent sur les panneaux des alternateurs. Généralement, une installation aussi petite n'a pas de protection par relais.

Les centrales de puissance plus grande qui alimentent des récepteurs éloignés sont construites pour une haute tension (tensions composées des alternateurs: 3,15 ; 6,3 ; 10,5 et 15,75 kV), ce sont les usines génératrices à haute tension, c'est-à-dire fonctionnant sans transformateurs-élévateurs et fournissant de l'énergie au réseau de distribution sous la tension développée par les alternateurs.

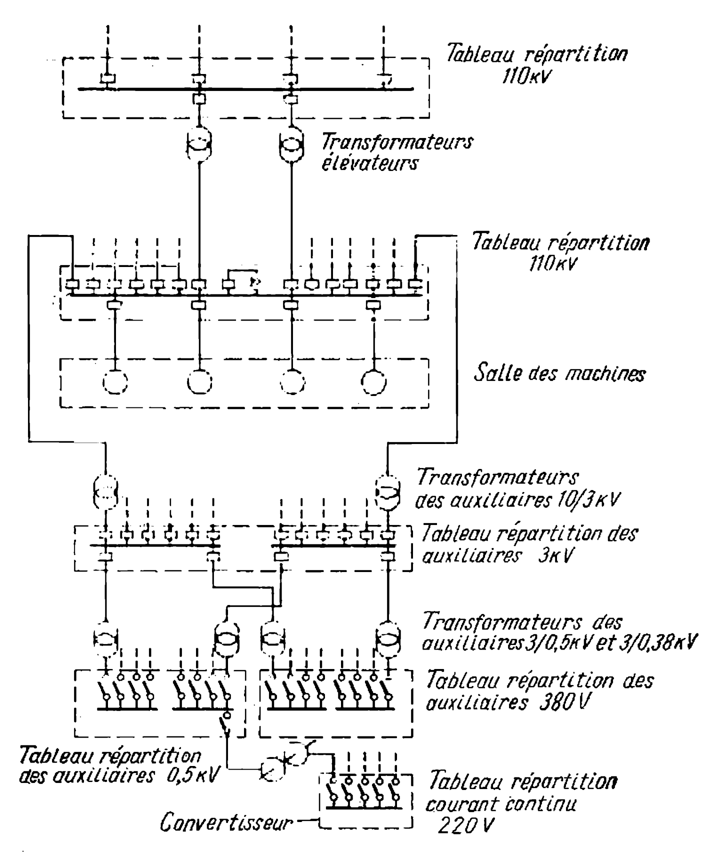


Fig. 22-10. Schéma de principe des tableaux de répartition d'une puissante centrale

On utilise comme appareils de coupure dans une telle centrale des disjoncteurs à bain d'huile et des sectionneurs.

La fig. 22-9 donne le schéma d'une usine de puissance relativement petite comportant deux alternateurs. Chaque ligne est connectée aux barres par l'intermédiaire de sectionneurs et de disjoncteurs à bain d'huile. Ces derniers sont à déclenchement automatique par des relais de protection.

Pour réparer les lignes, après leur débranchement des barres de l'usine, il faut les mettre à la terre afin de protéger le personnel faisant la réparation contre la mise accidentelle de la ligne sous une tension dangereuse. A cette fin, sur le schéma sont indiqués les couteaux supplémentaires des sectionneurs de

ligne qui servent à la mise à la terre de la ligne débranchée aux fins de réparation.

Une telle usine peut évidemment fournir une partie de son énergie par des transformateurs-élévateurs (généralement de 35 kV) pour alimenter des consommateurs éloignés.

Les *centrales régionales* sont généralement disposées près des sources locales d'énergie: réserves de combustible ou chute d'eau. Elles sont de grande puissance et alimentent en énergie de grandes régions; elles sont liées aux centres de consommation par des lignes de transport à haute tension (110 et 750 kV); de cette façon on trouve dans une telle usine, en plus de la tension fournie par les alternateurs, une tension plus élevée obtenue à l'aide des transformateurs. Dans la plupart des cas les lignes de transport relient la centrale régionale non seulement avec les régions de consommation éloignées mais aussi avec d'autres centrales; de cette façon la centrale fait partie d'un réseau d'interconnexion.

Les *centrales force-chaleur* se trouvent près des centres de consommation d'énergie électrique mais dans leur système aussi les lignes de transport à haute tension peuvent être nécessaires pour leur réunion au réseau d'interconnexion; en été lorsqu'on n'a pas besoin de vapeur pour le chauffage le fonctionnement d'une telle usine devient moins économique car elle utilise généralement du combustible amené d'un autre endroit; il est rationnel de faire passer à ce moment une partie de sa charge aux autres centrales du réseau d'interconnexion, utilisant des combustibles d'origine locale, ou aux centrales hydro-électriques.

Le *tableau de commande* d'une centrale comprend des appareils de connexion et de déconnexion, des appareils de mesure et des barres servant à recevoir de l'énergie électrique et à la répartir entre les consommateurs. On peut considérer que le tableau d'une puissante centrale comprend plusieurs tableaux (fig. 22-10): tableau de répartition de la tension fournie par les alternateurs, tableau de répartition de la tension élevée et un ou plusieurs tableaux pour les besoins propres de l'usine (alimentation des moteurs auxiliaires de l'usine, de l'éclairage, du groupe convertisseur servant à la charge des batteries d'accumulateurs).

Ces tableaux de répartition sont généralement séparés mais liés électriquement par des transformateurs.

Le tableau de haute tension occupe d'autant plus de place que la tension de service est plus élevée et pour cette raison, à partir de 35 kV il est avantageux d'installer ces tableaux à l'extérieur, car cela permet de réaliser des économies considérables sur le prix du bâtiment. Evidemment tous ces appareils doivent être de construction spéciale pour les protéger contre l'action des agents atmosphériques.

22-4. Réseaux d'interconnexion

Pour alimenter en énergie des grands centres industriels et régions, il est rationnel d'édifier plusieurs usines pour utiliser de façon la plus économique possible les ressources énergétiques.

Ainsi, près d'un centre de consommation on peut construire des centrales force-chaleur brûlant du combustible local et alimentant les consommateurs voisins en énergie électrique et en énergie thermique; pour utiliser les gisements d'un combustible local de peu de valeur (tourbe ou lignite) on peut construire des centrales thermiques à condensation reliées aux centres de consommation et aux autres usines par des lignes de transport; enfin, pour utiliser les ressources hydrauliques d'une région on peut construire des usines hydrauliques reliées par des lignes avec d'autres centrales. De cette façon, un réseau d'interconnexion est créé comprenant plusieurs centrales à différentes sources d'énergie reliées entre elles par des lignes de haute tension. Dans un tel réseau la charge peut être distribuée entre différentes usines de façon rationnelle en tenant comp-

te des particularités des différentes centrales; en même temps on arrive à assurer la distribution sans à coup de l'énergie aux consommateurs, le prix de revient de l'énergie ainsi que les investissements nécessaires diminuent.

Pour cette raison, la plupart des centrales électriques construites en Union Soviétique sont prévues pour faire partie d'un réseau d'interconnexion.

Le fonctionnement du réseau est contrôlé par un service de dispatching centralisé. D'abord la charge est supportée par les centrales force-chaleur car leur charge électrique est liée à une charge thermique constante qui ne peut pas être réduite sans préjudice pour le client (fig. 22-11). Ensuite, le reste de la charge

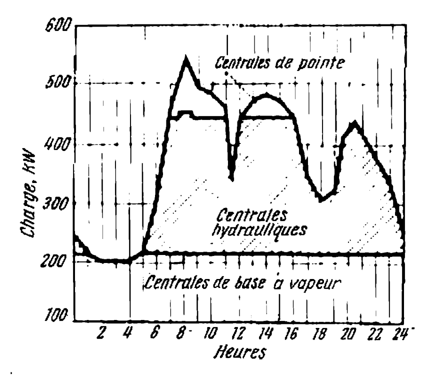


Fig. 22-11. Graphique de répartition de la charge dans un réseau d'interconnexion

est réparti entre les centrales utilisant le combustible local bon marché et les usines hydrauliques. Ces dernières sont chargées de façon à assurer l'utilisation de toute l'énergie journalière de leur cours d'eau.

Les fluctuations de la charge ont une faible importance pour une centrale hydraulique faisant partie d'un réseau d'interconnexion; le réglage de la charge des alternateurs hydrauliques se fait rapidement et dans de grandes limites. La durée totale de la mise en marche d'un alternateur hydraulique est de 5 à 15 minutes, tandis qu'un turbo-alternateur demande de une à deux heures. Pour cette raison une usine hydraulique satisfait bien les demandes que l'on présente à une centrale régulatrice du réseau.

Une charge uniforme des centrales thermiques diminue le prix de revient de leur énergie. Une pointe de charge peut être supportée aussi par une centrale hydraulique.

Evidemment, le graphique indiqué n'est qu'un exemple; pour certaines conditions locales il est possible, par exemple, de faire supporter la charge de base par une centrale hydraulique.

22-5. Centrales atomiques

Les réserves de combustibles fossiles sur la Terre sont limitées et par suite de l'accroissement de leur utilisation industrielle elles seront épuisées dans un avenir qui n'est pas très loin. De plus, les combustibles fossiles et surtout le pétrole peuvent être utilisés de façon plus rationnelle comme matières premières de l'industrie chimique.

Il est bien naturel que la recherche de nouvelles sources d'énergie est entreprise. Pendant la première moitié du XXe siècle les travaux des savants de différents pays ont créé des conditions nécessaires pour l'utilisation technique

d'une nouvelle source d'énergie, celle du noyau atomique de certains éléments. On peut juger de l'importance de cette source d'énergie par le fait qu'un kilogramme d'uranium ou de thorium a le même pouvoir calorifique que 2 700 tonnes de houille. L'énergie que peuvent fournir les réserves d'uranium et de thorium sur la Terre, évaluées approximativement, est environ 23 fois supérieure à celle qui peut être fournie par toutes les réserves connues de combustibles fossiles.

Pour l'utilisation pacifique de l'atome, l'Union Soviétique se trouve à l'avant-garde. Depuis 1954, une centrale atomique de 5 000 kW, la première au monde, y fonctionne. Cette centrale était expérimentale et maintenant des travaux sont menés pour l'étude et la construction des centrales nucléaires de grande puissance. En 1967 la puissance totale des centrales atomiques était de 1 000 000 kW.

L'énergie du noyau atomique utilisée dans de pareilles installations est appelée énergie atomique, car c'est l'énergie thermique obtenue lors de la fission du noyau de l'atome d'une substance lourde. Ce noyau sous l'action d'un neutron arrivant de l'extérieur se divise en deux parties approximativement égales et plusieurs neutrons. En même temps des rayonnements bêta et gamma apparaissent. En particulier, lors de la fission du noyau de l'isotope 235 de l'uranium (U^{235} dont la teneur dans l'uranium naturel est de 0,72 %), l'énergie cinétique de deux parties du noyau est égale à 162 mégaélectrons-volts (MeV), tous les autres genres de l'énergie libérée ne fournissant que 33 MeV, c'est-à-dire que c'est surtout l'énergie thermique qui est dégagée. Pour la production prolongée de cette énergie on utilise des piles atomiques appelées également réacteurs. Etant donné que l'énergie atomique est libérée sous forme d'énergie thermique cela détermine les conditions de transformation de cette énergie en énergie électrique: une centrale atomique est en réalité une centrale thermique où le réacteur remplace la chaudière. Evidemment, plusieurs particularités importantes distinguent une centrale atomique d'une centrale thermique ordinaire. La quantité de « combustible atomique » consommé dans le réacteur est relativement petite: pour obtenir une puissance thermique de 100 000 kW il faut « brûler » journellement seulement 100 grammes de matière nucléaire. Remarquons cependant que le réglage de cette « combustion » est un problème bien difficile et que lors de la fission du noyau des rayonnements radio-actifs très intenses apparaissent qui sont dangereux pour tout être vivant; il faut donc établir un système spécial de protection du personnel contre les radiations.

Dans un réacteur on doit maintenir une *réaction en chaîne* de la fission du matériau atomique, c'est-à-dire une réaction qui se développe spontanément et pendant laquelle les neutrons libérés lors de la fission de n atomes du combustible nucléaire, en entrant en collision avec d'autres noyaux du même combustible, doivent provoquer une fission d'au moins n nouveaux atomes.

La vitesse d'un neutron libéré lors de la fission de U^{235} est de l'ordre de 10 000 km/s et le parcours libre moyen d'un neutron jusqu'à sa collision avec le noyau de U^{235} est d'environ 10 cm. Pour qu'une réaction en chaîne prenne naissance il faut que le morceau d'uranium soit supérieur à 10 cm (dimension critique); avec des dimensions inférieures la réaction en chaîne ne peut pas s'amorcer. La plus grande partie de neutrons rapides libérés lors de la fission de U^{235} sont captés par les noyaux de l'isotope U^{238} (qui forme environ 99 % de l'uranium naturel), par suite de quoi après une série de transformations radio-actives cet isotope se transforme en un nouvel élément chimique artificiel, le plutonium Pu^{239}. Une partie relativement faible de neutrons rapides est absorbée par les noyaux de U^{235} et provoque leur fission.

La diminution de la vitesse des neutrons réduit rapidement la probabilité de leur capture par les noyaux de U^{238}, tandis que la probabilité de la collision de ces neutrons avec les noyaux de U^{235} augmente. Pour cette raison dans certains réacteurs on introduit entre les morceaux de combustible atomique un modérateur, c'est-à-dire une substance telle que lorsque les neutrons entrent en colli-

sion avec les noyaux des atomes de cette substance, ils leur transmettent une partie de leur énergie cinétique. Le modérateur ne doit pas absorber de neutrons. On peut utiliser comme modérateur le graphite (fig. 22-12), l'eau lourde, l'eau ordinaire sous pression de 100 atmosphères, etc. Le combustible atomique peut être dissous dans un modérateur liquide; le réacteur homogène correspondant représente un bac rempli d'une solution de sel d'uranium enrichi artificiellement avec de l'isotope U^{235} dans l'eau lourde.

Lorsqu'un réacteur à combustible atomique U^{235} fonctionne, dans les morceaux d'uranium la teneur en U^{235} diminue tandis que le plutonium et les frag-

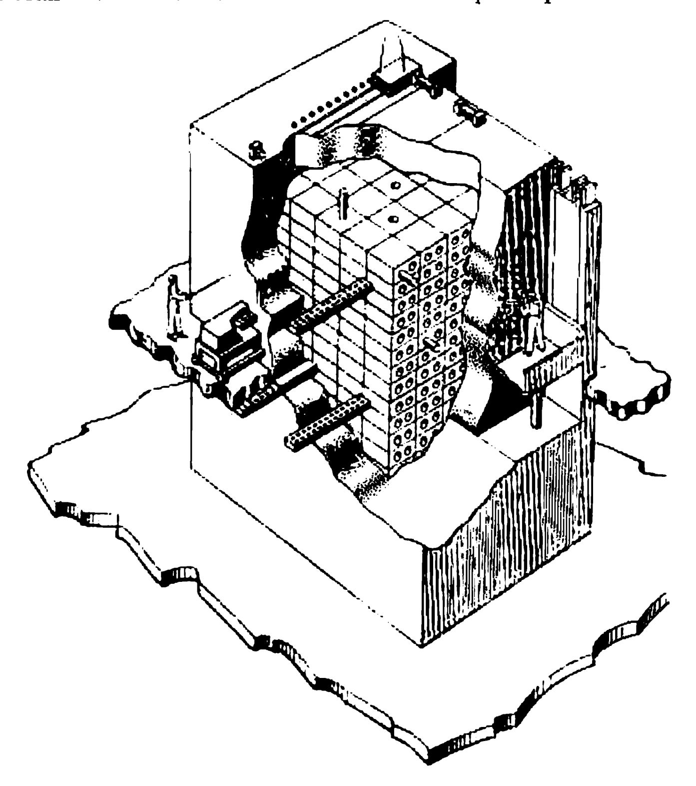


Fig. 22-12. Schéma d'un réacteur atomique à modérateur au graphite

ments de fission s'accumulent. Le plutonium comme U^{235} peut servir de combustible atomique car en absorbant des neutrons lents, dans des conditions correspondantes son noyau éclate en libérant une grande quantité d'énergie et de neutrons.

Les morceaux d'uranium, généralement sous forme de tiges (fig. 22-12), dans lesquels une grande quantité de produits de la fission a été accumulée, sont sortis du réacteur et dans une usine chimique on fait la séparation de l'uranium, du plutonium et des produits de la fission. Ces derniers possèdent une grande radio-activité et peuvent être utilisés comme des atomes « marqués », etc. L'ura-

nium et le plutonium séparés sont de nouveau renvoyés dans le réacteur pour être utilisés comme combustible atomique.

La fig. 22-12 donne le schéma simplifié d'un réacteur atomique. On y utilise comme combustible U^{235} et comme modérateur le graphite: dans les blocs de graphite on a aménagé des trous cylindriques pour les barres du combustible. Ces barres sont en uranium recouvert d'une couche protectrice d'aluminium; elles sont placées dans des tubes d'aluminium et ces derniers sont introduits

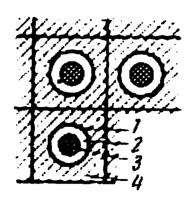


Fig. 22-13. Schéma de refroidissement du réacteur de la fig. 22-12

dans les trous aménagés dans les blocs de graphite. Pour régler la vitesse de la réaction en chaîne on introduit dans le réacteur des barres en acier au bore qui absorbe bien des neutrons.

La chaleur dégagée dans le réacteur doit être évacuée à l'aide d'un refroidisseur: eau, eau lourde, gaz, métal fondu (sodium ou bismuth). Ce refroidisseur

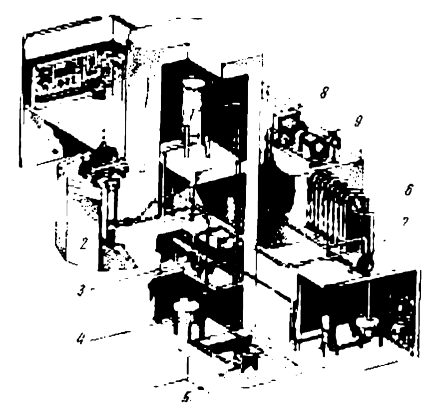


Fig. 22-14. Schéma d'une centrale atomique utilisant le sodium liquide comme élément porteur de la chaleur

doit absorber les neutrons le moins possible. Le système de refroidissement d'un réacteur utilisant ce refroidisseur doit évacuer une très grande quantité de chaleur et fonctionner sans à-coup. Dans le schéma indiqué fig. 22-12 on admet que le refroidisseur est envoyé à l'intérieur des tubes d'aluminium, dans les interstices entre les barres d'uranium et les parois des tubes (fig. 22-13). Plus la température admissible de cet agent réfrigérant est élevée, plus grand est le rendement de toute l'installation énergétique. C'est pour cette raison qu'on utilise comme élément de refroidissement dans certains réacteurs le métal fondu (sodium ou bismuth).

Pour réduire les pertes de neutrons dans le milieu ambiant, le réacteur est doté d'un écran réflecteur (appelé « écran thermique » car la vitesse de neutrons

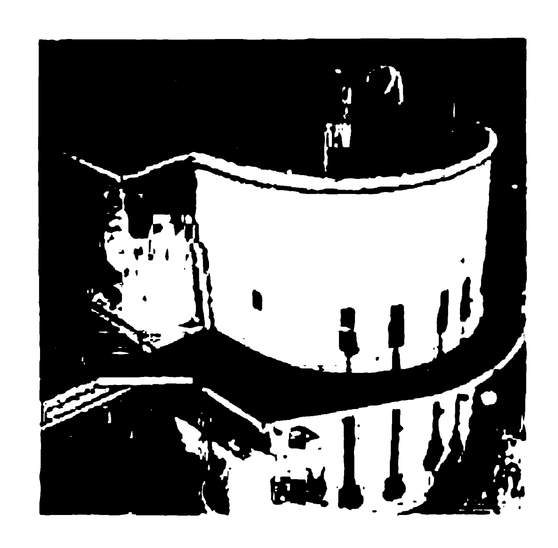




Fig. 22-15. Partie supérieure du réacteur atomique et la partie centrale du pupitre de commande de la première centrale atomique soviétique

lents est égale à celle du mouvement thermique) et pour la protection du personnel contre les rayonnements radio-actifs le réacteur est entouré d'un autre écran généralement en béton dit « écran biologique ».

Dans le réacteur le refroidisseur devient radio-actif et pour cette raison il est dangereux de le diriger directement dans la turbine près de laquelle doit se trouver le personnel de service. Entre le réacteur et la turbine est placé un échangeur de chaleur. Dans le schéma d'une centrale utilisant le sodium comme agent réfrigérant (fig. 22-14), on trouve deux échangeurs de chaleur: le sodium liquide primaire venant du réservoir *1* est réchauffé dans le réacteur *2* et à son tour réchauffe dans l'échangeur de chaleur *3* le sodium liquide secondaire refoulé du réservoir *4* par une pompe électromagnétique *5* *. La chaleur du sodium secondaire est utilisée d'abord pour la surchauffe de la vapeur d'eau dans le surchauffeur *6* et ensuite pour la production de la vapeur dans la chaudière *7*. La vapeur d'eau n'est pas radio-active et est utilisée dans la turbine à vapeur *8* à condensateur qui entraîne l'alternateur *9*.

Dans les installations atomiques énergétiques le rendement global est d'environ 25 à 30 %. Pour obtenir une puissance électrique de 50 000 kW il faut donc une puissance thermique du réacteur égale environ à 200 000 kW.

La fig. 22-15 montre la partie supérieure du réacteur et la partie centrale du pupitre de commande de la centrale atomique de l'Académie des sciences de l'U.R.S.S.

22-6. Classification des réseaux électriques

Les réseaux électriques forment un élément intermédiaire entre la centrale électrique et le récepteur d'énergie.

Les schémas des réseaux électriques sont assez compliqués. Pour les simplifier et les rendre plus accessibles toutes les connexions sont souvent représentées

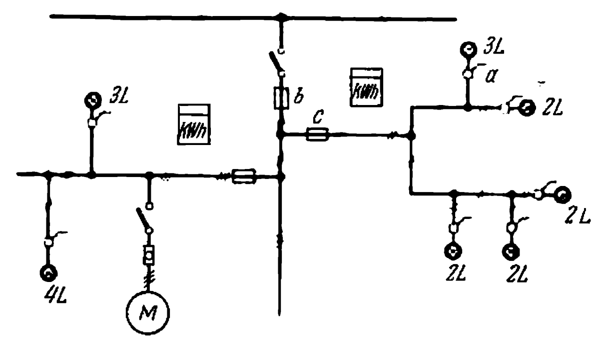


Fig. 22-16. Schéma simplifié d'une installation intérieure d'abonnés
a — interrupteur unipolaire; *b* — coupe-circuit général; *c* — coupe-circuit à bouchon; *M* — moteur asynchrone triphasé à rotor en court-circuit

pour une seule phase. Parfois sur de tels schémas le nombre de phases est désigné par le nombre de traits transversaux (fig. 22-16). Une partie des éléments du schéma n'est pas indiquée.

On distingue les schémas de principe à un fil, les schémas de principe à trois fils (fig. 22-17) et les schémas de montage: ces derniers sont tracés

* On fait passer par le métal liquide un fort courant électrique sur lequel agit un puissant champ magnétique qui met le métal en mouvement.

comme les schémas trifilaires mais ils doivent indiquer également la disposition territoriale des éléments du système électrique. Les schémas de montage sont utilisés pour la réalisation pratique de l'installation. Ils sont étudiés en partant des schémas de principe.

On peut diviser les réseaux électriques en trois groupes selon leur tension de service:

réseaux de très haute tension dépassant 100 kV ;

réseaux de haute tension jusqu'à 35 kV inclus;

réseaux de basse tension dans lesquels la tension efficace entre un fil quelconque et la terre ne dépasse pas 250 V.

Le premier groupe comprend surtout les grandes lignes de transport d'énergie. Pour calculer la section des fils de ces réseaux il faut tenir compte du fait que la

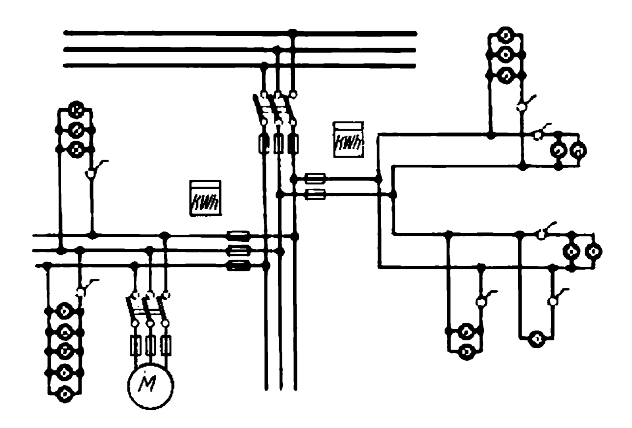


Fig. 22-17. Schéma d'une installation intérieure

capacité, l'inductance et la résistance sont réparties uniformément le long de la ligne (*circuit à paramètres répartis*), donc il faut prendre en considération la vitesse de propagation des phènomènes électromagnétiques le long des fils de la ligne. En plus, par suite de la très haute tension de ces lignes on est souvent obligé d'augmenter le diamètre des conducteurs afin de réduire l'intensité du champ électrique au voisinage de la surface du conducteur et d'éliminer ainsi la naissance de la couronne qui provoque des pertes d'énergie supplémentaires. Pour augmenter le diamètre des fils sans accroître la dépense en métaux non ferreux, on utilise des fils creux de construction spéciale; on utilise aussi des conducteurs en acier-aluminium.

Les deuxième et troisième groupes comprennent surtout des réseaux de distribution. Lors du calcul des fils des lignes aériennes appartenant à ces deux groupes on tient compte seulement de la résistance et de l'inductance des lignes et lors du calcul des fils des réseaux intérieurs et des lignes en câbles on tient compte seulement de la résistance des conducteurs.

La configuration des réseaux a également une grande importance pour le calcul des conducteurs. A ce point de vue on divise les réseaux en réseaux ouverts (fig. 22-18) et en réseaux bouclés (fig. 22-19). Les premiers sont des lignes ramifiées alimentées d'un côté: le sens de mouvement de l'énergie est bien déterminé. Le calcul de tels réseaux est beaucoup plus simple que celui des réseaux bouclés. Dans ces derniers les endroits de consommation d'énergie sont reliés par un système de fils qui forment des circuits fermés. Le sens de déplacement de l'énergie

dépend beaucoup de la répartition de la charge entre différents points du réseau. Dans un réseau bouclé chaque point de consommation peut recevoir de l'énergie au moins de deux côtés. La grande sécurité en ce qui concerne la fourniture de l'énergie sans interruption est un avantage important des réseaux bouclés.

En fonction du mode d'amenée du courant on distingue dans les réseaux les lignes d'alimentation et les lignes de distribution; les premières amènent l'énergie électrique aux points les plus importants du réseau (*a*, *b*, *c*, fig. 22-19) d'où l'énergie arrive directement aux récepteurs.

Les lignes d'alimentation sont calculées en partant de la chute de tension économiquement avantageuse, en tenant compte de la limite possible de réglage

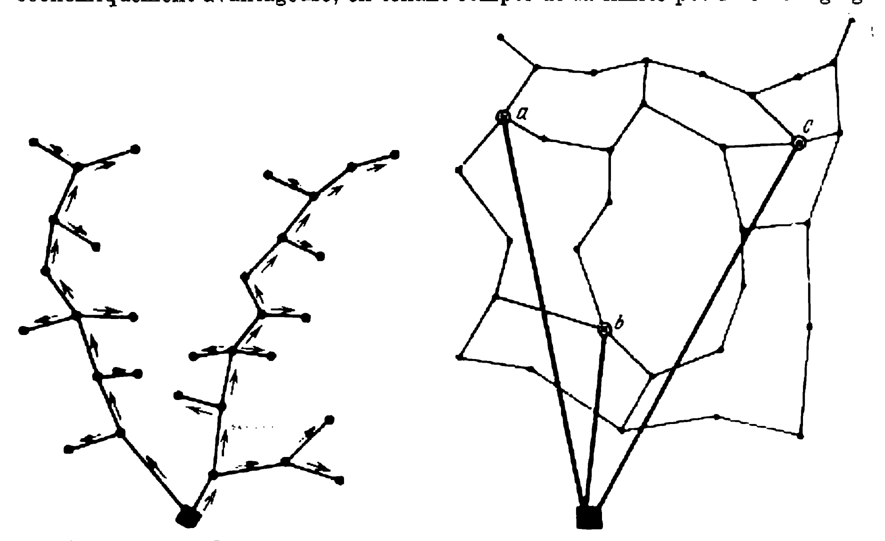


Fig. 22-18. Réseaux ouverts

Fig. 22-19. Réseaux bouclés

de la tension aux barres des centrales et des sous-stations. Avec l'accroissement de la section des fils les pertes d'énergie diminuent, mais les dépenses pour l'établissement des lignes augmentent. Pour certaines conditions il doit probablement exister un minimum de dépenses annuelles auquel correspond une chute de tension économiquement avantageuse.

On appelle *section économique* des fils de lignes aériennes ou des conducteurs de câbles une section pour laquelle les dépenses d'exploitation annuelles comprenant le coût de l'énergie perdue lors du transport et les dépenses annuelles pour l'entretien et l'amortisation des lignes de transport seront minimales. Evidemment, cette grandeur dépend, d'une part, du coût de l'énergie électrique et, d'autre part, du coût des lignes. Elle varie en fonction des conditions existant dans chaque réseau d'interconnexion ou chaque centrale.

Pour faciliter le choix d'une section économique, on peut recommander comme densité économique du courant (c'est-à-dire la densité du courant calculée en partant de la section économique) les valeurs indiquées dans le tableau 22-1 pour différentes durées de la charge maximum. Pour des fils isolés de 16 mm² et des sections inférieures, les densités économiques du courant doivent être majorées de 40 %.

Quant aux réseaux de distribution, ils sont calculés de façon que les écarts de tension (§ 1-7) aux bornes des récepteurs ne dépassent pas les limites admissibles. Ces écarts sont provoqués par les variations de la chute de tension dans

Tableau 22-1

Densité économique maximum du courant, A/mm²

Conducteurs	Pour une durée de la charge maximum, h		
	de 1 000 à 3 000	de 3 000 à 5 000	de 5 000 à 8 700
Fils nus et barres :			
a) en cuivre	2,5	2,1	1,8
b) en aluminium	1,3	1,1	1,0
Câbles isolés au papier et fils isolés au caoutchouc avec conducteurs :			
a) en cuivre	3,0	2,5	2,0
b) en aluminium	1,6	1,4	1,2
Câbles isolés au caoutchouc et à conducteurs en cuivre	3,5	3,1	2,7

les fils lors des variations de la charge. En partant de l'expérience de l'exploitation on admet, lors des calculs des réseaux urbains à basse tension, une chute de tension depuis le poste de transformation jusqu'au dernier récepteur ne dépassant pas 6 % de la tension nominale des récepteurs.

22-7. Calculs des charges électriques supportées par les fils

Pour calculer les conducteurs du point de vue de la chute de tension et l'échauffement il faut calculer préalablement les charges électriques et préciser leur répartition. On distingue la puissance installée chez le client et la puissance connectée.

La *puissance installée* est la puissance totale de tous les récepteurs d'énergie d'un certain client donné, déterminée en tenant compte de leur rendement. En particulier, la puissance installée d'un moteur est la puissance qu'il fournit sur l'arbre (indiquée sur la plaque signalétique comme puissance nominale).

La *puissance connectée* est la puissance totale consommée par tous les récepteurs d'énergie du client à pleine charge. En particulier pour les moteurs on a

$$P_{\text{connectée}} = \frac{P_{\text{installée}}}{\eta},$$

où η est le rendement des moteurs.

Pour les appareils d'éclairage et les appareils de chauffage domestiques (charge « lumière-appareils domestiques »), la puissance connectée est considérée comme égale à la puissance installée:

$$P_{\text{connectée}} = P_{\text{installée}}.$$

Pratiquement tous les récepteurs ne sont jamais en circuit simultanément et les moteurs ne fonctionnent pas tout le temps à pleine charge. On tient compte de cela lors du calcul de la charge àl'aide d 'un coefficient qui prend en considération la non-simultanéité du travail et la chrage incomplète des moteurs,

c'est-à-dire

$$P_{max} = P_{connectée} k_d ,$$

la valeur k_d est appelée *coefficient de demande*. Le tableau 22-2 donne les valeurs approximatives de ce coefficient pour différentes charges.

Tableau 22-2

Valeurs approximatives du coefficient de demande

Eclairage intérieur des maisons d'habitation, d'édifices publics et administratifs	0,8
Eclairage intérieur des entreprises industrielles	0,85-0,95
Eclairage des locaux commerciaux . .	1
Eclairage extérieur	1
Industries	
du travail des métaux . . .	0,6-0,8
métallurgique	0,6-0,7
minière	0,6-0,8
chimique .	0,9-1
textile . .	0,8
artisanale	0,3-0,5

22-8. Calculs des lignes à courant continu pour la chute de tension

Considérons une ligne alimentant plusieurs récepteurs d'énergie connectés à cette ligne en divers endroits (fig. 22-20). Une telle ligne est généralement appe-

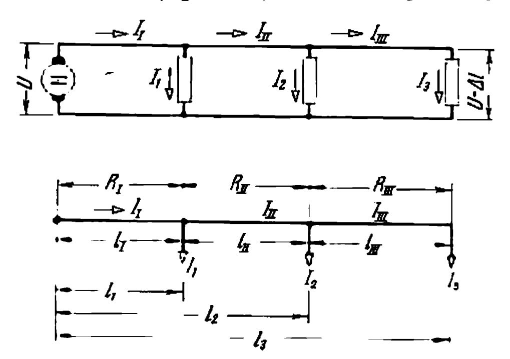


Fig. 22-20. Schémas bifilaire et monofilaire d'une ligne alimentant d'un côté en courant continu plusieurs charges concentrées

lée *ligne principale* et les fils allant vers divers récepteurs sont appelés *dérivations*. Désignons les courants et les résistances des différentes parties de la ligne principale par des chiffres romains et les courants des récepteurs par des chif-

fres arabes. Déterminons la chute de tension ΔU pour le récepteur le plus éloigné. Dans les conditions données on a

$$\Delta U = R_{I}I_{I} + R_{II}I_{II} + R_{III}I_{III}. \qquad (22\text{-}1)$$

Remplaçons les courants de la ligne principale par les courants des récepteurs conformément à la première loi de Kirchhoff:

$$I_{I} = I_1 + I_2 + I_3; \quad I_{II} = I_2 + I_3$$

et enfin le courant du dernier tronçon de la ligne principale est égal à celui du récepteur le plus éloigné:

$$I_{III} = I_3.$$

En introduisant ces valeurs dans l'équation (22-1) on obtient

$$\Delta U = R_{I}I_{I} + (R_{I} + R_{II}) I_2 + (R_{I} + R_{II} + R_{III}) I_3.$$

En désignant maintenant les résistances totales depuis le point d'alimentation jusqu'à chaque dérivation

$$R_{I} + R_{II} + R_{III} = R_3;$$
$$R_{I} + R_{II} = R_2; \quad R_{I} = R_1.$$

La chute de tension prend l'expression suivante:

$$\Delta U = R_1I_1 + R_2I_2 + R_3I_3, \qquad (22\text{-}2)$$

c'est-à-dire que la chute de tension est égale à la somme des produits des courants de charge par les résistances des tronçons de la ligne principale depuis le point d'alimentation jusqu'à la dérivation correspondante.

L'utilisation des fils de même section sur toute la longueur de la ligne principale simplifie la construction de la ligne car à chaque point des variations de section il faut installer des coupe-circuit correspondant à la section du fil. Pour cette raison on prend souvent pour des tronçons plus ou moins grands d'une ligne des fils de même section. Dans ces cas l'équation (22-2) est transformée de la façon suivante:

$$R_1 = \rho\frac{2l_1}{S}; \quad R_2 = \rho\frac{2l_2}{S};$$
$$R_3 = \rho\frac{2l_3}{S},$$

d'où

$$\Delta U = \frac{2}{S}\rho(l_1I_1 + l_2I_2 + l_3I_3)$$

et la valeur cherchée sera:

$$S = \frac{2\rho}{\Delta U}(l_1I_1 + l_2I_2 + l_3I_3). \qquad (22\text{-}3)$$

La grandeur entre parenthèses est appelée par analogie avec la mécanique *somme des moments des courants.*

22-9. Calcul des lignes triphasées

On appelle chute de tension dans une ligne triphasée la différence arithmétique entre les tensions composées U_{1c} et U_{2c} au commencement et à la fin de la ligne. Le calcul d'une ligne triphasée d'après la chute de tension se fait pour une

charge équilibrée. Le fait que la charge est équilibrée permet de faire tous les calculs pour une seule phase en considérant que l'alternateur et les récepteurs sont connectés en étoile, car pour la tension composée, la puissance et le $\cos\varphi$ donnés des récepteurs, les courants composés et, par suite, la chute de tension ne dépendent pas du mode de connexion des récepteurs.

Etant donné que

$$U_{1c}=U_{1s}\sqrt{3} \text{ et } U_{2c}=U_{2s}\sqrt{3},$$

la chute de tension

$$\Delta U=U_{1c}-U_{2c}=\sqrt{3}\,(U_{1s}-U_{2s}), \qquad (22\text{-}4)$$

c'est-à-dire que la chute de tension dans la ligne est $\sqrt{3}$ fois plus grande que la différence arithmétique entre les tensions simples au début et à la fin de la ligne. La différence géométrique de ces deux tensions, appelée chute de tension dans le fil:

$$\dot{U}_{1s}-\dot{U}_{2s}=Z\dot{I}, \qquad (22\text{-}5)$$

où I est le courant composé et Z est l'impédance du fil comprenant la résistance R et la réactance inductive X due au flux magnétique alternatif Φ créé par les courants des trois fils de la ligne et embrassant le fil.

Déterminons maintenant la chute de tension dans le fil. Cette grandeur se calcule de la même façon que celle de la chute de tension dans un transformateur (§ 13-10). Supposons que le courant I retarde d'un angle arbitraire ψ sur la tension simple U_{2s} aux bornes du récepteur (fig. 22-21). La chute de tension active $RI = R_0lI$ (R_0 est la résistance d'un kilomètre de fil) est en phase avec le courant I, tandis que la chute de tension inductive $XI = X_0lI$ est en avance sur le courant de 90°. En composant ces deux vecteurs avec le vecteur U_{2s} on obtient le vecteur de la tension simple U_{1s} au commencement de la ligne. La chute de tension $Z\dot{I}$ dans le fil est représentée donc sur le diagramme vectoriel par le vecteur

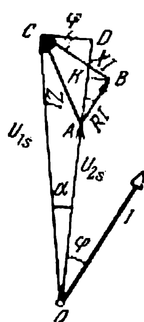


Fig. 22-21. Détermination de chute de tension dans une ligne à courant alternatif

$$\overline{AC}=\overline{AB}+\overline{BC}.$$

Pour calculer la chute de tension dans la ligne nous avons besoin non pas de cette grandeur mais de la différence arithmétique $U_{1s} - U_{2s}$, c'est-à-dire de la différence de longueurs des tronçons OC et OA. Mais pour un courant en retard et une valeur de chute de tension AC petite par rapport à U_{2s}, l'angle α entre OA et OC est tellement petit que la longueur de la projection OD du vecteur OC sur la direction du vecteur OA peut être adoptée avec une précision suffisante pour les besoins pratiques comme égale à la longueur du vecteur même OC. Dans ce cas la différence $U_{1s} - U_{2s}$ sera représentée par le segment AD qui peut être considéré comme la somme des projections AK du vecteur $AB = RI$ et KD du vecteur $BC = XI$ dans la direction du vecteur U_{2s}.

Et comme

$$AK=AB\cos\varphi=RI\cos\varphi=R_0lI\cos\varphi$$

et

$$KD=BC\sin\varphi=XI\sin\varphi=X_0lI\sin\varphi,$$

la différence des tensions simples sera:

$$U_{1s}-U_{2s}=R_0lI\cos\varphi+X_0lI\sin\varphi=lI\,(R_0\cos\varphi+X_0\sin\varphi),$$

et la chute de tension dans la ligne conformément à la formule 22-4 est:

$$\Delta U = \sqrt{3} lI (R_0 \cos \varphi + X_0 \sin \varphi). \qquad (22\text{-}6)$$

C'est d'après cette formule qu'on calcule la chute de tension des lignes triphasées.

Pour déterminer la section du fil d'après l'équation (22-6) il faut connaître la valeur L_0 de l'inductance par kilomètre de fil. Cette valeur peut être déterminée d'après la distance entre les fils de la ligne et le rayon des fils.

La réactance inductive de la ligne varie peu pour les variations de la distance généralement adoptées entre les fils d'une ligne aérienne et de leur section. Pour les calculs des fils d'une ligne aérienne on peut adopter approximativement, jusqu'à la détermination de la section des fils, une réactance inductive par kilomètre de ligne égale à 0,35-0,40 ohm/kilomètre.

L'inductance des brins intérieurs est négligeable; on peut aussi négliger la réactance inductive des câbles.

Nous avons examiné les calculs des fils pour une charge alimentée par un seul côté; lorsque celle-ci est alimentée par les deux côtés à la fois (fig. 22-22), il faut, avant d'aborder le calcul des fils, trouver à l'aide des lois de Kirchhoff la répartition des courants entre les fils alimentant cette charge par les deux côtés.

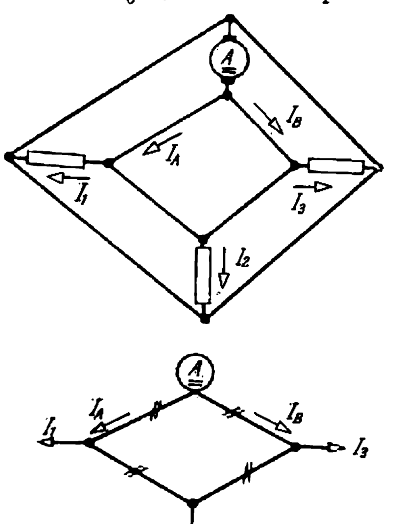


Fig. 22-22. Schéma bifilaire et monofilaire d'une ligne maillée

La section du fil trouvée d'après la chute de tension est ensuite arrondie à la valeur normalisée la plus proche, après quoi on compare la section et le courant de charge avec les valeurs qui figurent dans le tableau des courants admissibles pour l'échauffement.

Le calcul des longs fils pour la chute de tension donne presque toujours une section qui satisfait par excès aux exigences du tableau de charges admissibles pour l'échauffement, mais pour le calcul de la section des fils courts pour installations intérieures c'est d'après le tableau qu'on détermine la section des fils.

Le calcul de la résistance mécanique des fils a une grande importance pour des lignes aériennes surtout pour les longues lignes de transport avec supports très écartés. La tension mécanique des fils aériens comprend le poids des fils mêmes, le poids éventuel de la glace (dans le cas du verglas) et la charge due à la pression du vent. On prend pour base du calcul le poids total du fil et de la glace. Sans nous arrêter aux calculs spéciaux nous indiquons un tableau des sections minimales des fils de cuivre admissibles en partant des considérations de la résistance mécanique (tableau 22-3).

Les fils d'aluminium pour lignes aériennes doivent avoir une section minimum de 16 mm² pour les tensions allant jusqu'à 10 kV inclusivement et une section de 25 mm² minimum pour la tension de 35 kV. Ces conducteurs doivent être à plusieurs brins. Les conducteurs nus en acier pour installations extérieures doivent avoir un diamètre minimum de 3,5 mm.

Tableau 22-3

Section minimum des fils de cuivre, mm²

Fils à l'intérieur et à l'extérieur des armatures	0,5
Fils isolés posés dans des tubes ou sur des isolateurs disposés à une distance l'un de l'autre ne dépassant pas 1 m	1
Fils fixés aux murs et au plafond	0,75
Fils nus à l'intérieur des bâtiments avec écartement entre les supports jusqu'à 12 m . . .	4
Fils aériens à tension jusqu'à 1 kV	6
Fils aériens à tension de 3 à 10 kV	10

22-10. Choix de la section des conducteurs d'après l'échauffement et choix des fusibles de coupe-circuit

Jusqu'aux derniers temps on déterminait la section des fils lors de la vérification à l'échauffement d'après le courant nominal du fusible de coupe-circuit choisi. L'expérience a montré qu'un tel choix de la section des fils dans certains cas n'assurait pas la protection des fils contre un échauffement excessif. Pour cette raison à l'heure actuelle le problème de choix de la section des fils est examiné indépendamment du choix des coupe-circuit. Dans le tableau 22-4 sont indiqués les courants maximaux admissibles en service continu pour différents fils. Les conducteurs doivent répondre aux exigences concernant l'échauffement limite admissible en tenant compte non seulement du régime normal mais aussi des avaries éventuelles. Le courant de service en régime normal est déterminé en partant de la charge et en tenant compte du coefficient de demande (voir § 22-7). Le calcul des courants de court-circuit dépasse le cadre de ce livre. Dans un règlement spécial adopté en U.R.S.S. il est dit que « pour vérifier les fils d'après l'échauffement on adopte un courant maximal d'une demi-heure qui représente le courant maximal des courants moyens de demi-heure de l'élément donné du réseau ».

En services intermittent, temporaire, etc. (§ 19-2) on calcule le courant équivalent en service continu (§ 19-3), et si la section des fils de cuivre dépasse 10 mm² et la section des fils d'aluminium dépasse 16 mm², on détermine le courant admissible en multipliant le courant équivalent par un coefficient $\frac{0,875}{\sqrt{F_{ch}}}$ où F_{ch} est le facteur de charge (§ 19-2).

Nous avons déjà parlé dans le § 1-8 du choix des courants nominaux des fusibles. Selon le règlement en vigueur en Union Soviétique il faut choisir ces courants autant que possible minimaux tout en ayant en vue que ces fusibles doivent supporter des surcharges temporaires dues aux courants de démarrage des moteurs, aux courants de pointe, etc. Les courants nominaux des fusibles ne doivent pas dépasser plus de 3 fois les courants admissibles en service continu dans les conducteurs à protéger. Lorsque les courants nominaux des fusibles dépassent considérablement les courants admissibles en service continu dans les fils, les coupe-circuit protègent alors les fils contre les courts-circuits mais ne les protègent pas contre les surcharges prolongées.

En tenant compte de toutes ces considérations le règlement indique spécialement les cas où la protection contre les surcharges est nécessaire ; une telle protection est obligatoire pour les réseaux d'éclairage et les réseaux d'appareils domestiques, de récepteurs de courant mobiles dans les entreprises industrielles,

Tableau 22-4

Courants maximaux admissibles en service continu (A) pour fils et câbles à conducteurs en cuivre ainsi que pour fils de cuivre et d'aluminium nus

Section de l'âme conductrice, mm²	Dans les bâtiments											Hors bâtiments				
	Fils de marques ШР, ПР, ПРД, ПВ, ППВ, posés à découvert	Fils et câbles СРГ, СРА, СРБ, ВРГ, ВРБ, ТПРФ, ПРП, posés à découvert (v. nota)		Fils de marques ПР, ПРГ, ПРТО, posés dans des tubes de gaz			Fils de marques ПРТО posés dans des tubes de gaz		Câbles isolés au papier jusqu'à 1 000 V posés à découvert			Câbles isolés au papier enterrés			Fils nus posés à l'air libre	
		à deux conducteurs	à trois conducteurs	2 à un conducteur	3 à un conducteur	4 à un conducteur	1 à deux conducteurs	1 à trois conducteurs	à deux conducteurs	à trois conducteurs	à quatre conducteurs	à deux conducteurs	à trois conducteurs	à quatre conducteurs	Cuivre	Aluminium
0,5	10	Admis seulement pour luminaires														
0,75	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1	15	—	—	14	13	12	13	12	—	—	—	—	—	—	—	—
1,5	20	17	17	17	15	14	16	13	25	18	—	35	30	—	—	—
2,5	27	24	22	24	22	22	22	19	30	28	25	45	40	—	—	—
4	36	34	31	34	31	27	28	24	40	37	35	60	55	50	50	—
6	46	45	37	41	37	35	35	30	55	45	45	80	70	60	70	—
10	70	60	50	60	55	45	50	45	75	60	60	105	95	85	95	75
16	90	80	65	75	70	65	70	60	95	80	80	140	120	115	130	105
25	125	100	85	100	90	80	90	75	130	105	100	185	160	150	180	135
35	150	125	105	120	110	100	110	90	150	125	120	225	190	175	220	170
50	190	155	130	165	150	135	140	120	185	155	145	270	235	215	270	215
70	240	190	160	200	185	165	175	155	225	200	185	325	285	265	340	265
95	290	230	195	245	225	200	215	190	275	245	215	380	340	310	415	325
120	340	265	230	280	255	230	260	220	320	285	260	435	390	350	485	375

Nota. Les intensités de courant pour les fils à un conducteur de ces marques sont adoptées comme pour les fils de marques ПР, ПРГ, etc.

dans les magasins et dépôts ainsi que dans des locaux où les risques d'incendie ou d'explosions existent. Il faut donc pour ces réseaux choisir le courant nominal des fusibles en fonction des courants admissibles en service continu dans les fils à protéger. Dans des cas pareils la coupure en cas de surcharge est assurée par ce que, conformément au règlement, le courant nominal du fusible (ou d'un autre appareil de protection) ne doit pas dépasser 125% du courant admissible en service continu dans les fils.

En ce qui concerne le réseau des entreprises industrielles et les réseaux force des bâtiments administratifs et des maisons d'habitation ils doivent être protégés contre les courants de surcharge seulement dans les cas où une surcharge prolongée des fils et des câbles peut avoir lieu.

La protection contre les surcharges exige dans certains cas une section des fils plus grande car les fusibles calculés pour les surcharges peuvent ne pas protéger contre les appels des courants de démarrage des moteurs, et l'accroissement du courant nominal des fusibles conformément aux courants de démarrage demande l'accroissement de la section des fils.

Si la section du fil satisfaisant à l'échauffement est inférieure à la section satisfaisant à d'autres conditions (chute de tension, résistance mécanique, tenue thermique et dynamique contre les courants de court-circuit), on prendra la section la plus grande.

22-11. Matériaux et éléments de construction des réseaux

Dans les réseaux de distribution et les réseaux basse tension on utilise des fils de cuivre ou d'aluminium. Pour les lignes aériennes on utilise des fils en acier-aluminium ou des fils en cuivre creux de construction spéciale.

Afin d'accroître la flexibilité et la résistance mécanique les conducteurs sont formés de plusieurs brins torsadés. Les conducteurs à un seul brin sont utilisés pour des petites sections; au point de vue résistance mécanique ils sont inférieurs aux conducteurs à plusieurs brins.

Le *cuivre* possède une bonne conductibilité et une grande résistance mécanique. Pour des conducteurs nus on utilise du cuivre étiré à froid dont la résistance de rupture doit être de 38 kg par mm^2 au minimum. La charge admissible est alors de 14 à 18 kg par mm^2. La résistivité du cuivre doit être de 0,01784 ohm $\times$ $\times$ mm^2/m et le poids spécifique du cuivre étiré à froid est de 8,96. Les conducteurs en cuivre sont fabriqués à un ou à plusieurs brins mais les conducteurs à un brin à section maximum de 16 mm^2 peuvent être utilisés pour les lignes à tension nominale ne dépassant pas 10 kV.

Par rapport au cuivre l'*aluminium* a une plus grande résistivité, un poids spécifique moindre et une résistance mécanique inférieure. Pour la fabrication des conducteurs on utilise de l'aluminium dont la résistivité ne dépasse pas 0,029 ohm $\cdot mm^2/m$; son poids spécifique est de 2,7 ; on admet une charge de 9 kg par mm^2. Pour une même résistance des fils la section d'un fil en aluminium doit être environ 1,7 fois plus grande que celle d'un fil de cuivre, mais malgré cela le fil en aluminium sera presque 2 fois plus léger. Comme la résistance mécanique de l'aluminium est moindre il faut admettre une plus grande flèche des conducteurs pour les lignes aériennes; les conducteurs en aluminium demandent donc des supports plus hauts.

Les *conducteurs en acier-aluminium* comprennent une âme en brins d'acier galvanisés torsadés; sur cette âme sont toronnés en deux couches des brins en aluminium. Grâce à l'âme en acier ces conducteurs possèdent une grande résistance mécanique, ce qui est nécessaire pour les lignes à grand écartement entre les supports.

L'*acier* est le matériau le meilleur marché pour les fils et il possède une grande résistance mécanique. D'autre part, la résistivité des aciers marchands

(c'est-à-dire des aciers au carbone, au silicium et à la manganèse) est relativement grande (0,12 à 0,16 ohm·mm²/m), par suite de quoi un conducteur d'acier pèse de 7 à 8 fois plus lourd qu'un conducteur de cuivre de même résistance. L'accroissement du poids des fils demande un accroissement correspondant de la résistance mécanique des supports et des isolateurs ce qui rend l'installation

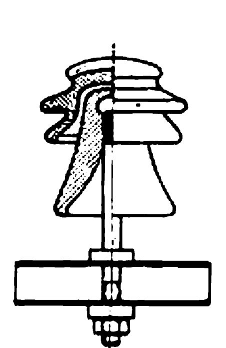


Fig. 22-23. Isolateur à cloche

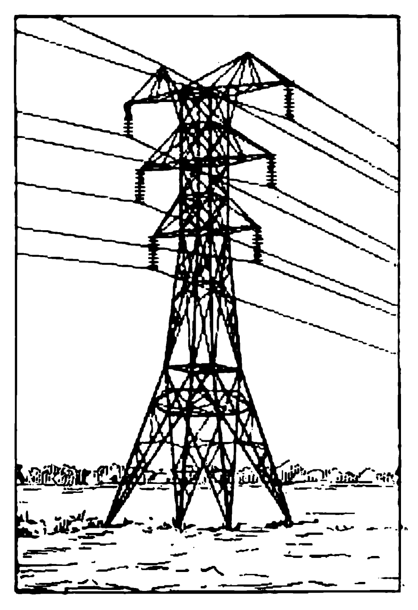


Fig. 22-24. Support métallique pour deux lignes triphasées 110 kV à deux câbles de protection mis à la terre

plus chère. Enfin, les fils d'acier sont attaqués par la rouille, même étant galvanisés. Toutes ces raisons font que les fils d'acier sont utilisés dans les réseaux à faible charge, par exemple dans les réseaux de banlieue, dans les réseaux de campagne et enfin dans les lignes de transmission.

On distingue les lignes aériennes, les installations intérieures et les lignes à câbles. Les conducteurs des lignes aériennes sont toujours nus, à un ou à plusieurs fils. Pour des tensions allant jusqu'à 35 kV environ, les fils sont fixés à des isolateurs à cloche (fig. 22-23) et sont montés sur des supports en bois ou en acier. Pour des tensions plus élevées on utilise des isolateurs en chaîne (fig. 22-24 et 22-25).

Les isolateurs sont construits de façon qu'en cas de surtension dans la ligne (tension dépassant de beaucoup la tension de service normale, par exemple par suite d'un coup de foudre) l'arc électrique contourne l'isolateur et passe dans l'air sans perforer la porcelaine. Pour l'entrée d'une ligne aérienne dans un bâtiment on utilise des isolateurs de traversée (fig. 22-26).

Il faut choisir la distance entre les supports de façon que le coût total des isolateurs et des supports soit minimum. En doublant la distance entre les supports nous diminuons de moitié le nombre de supports et d'isolateurs, mais le coût des supports augmente car leur charge mécanique croît considérablement.

Cette dernière comprend le poids des fils, le poids éventuel de la glace et la pression du vent.

Si par contre on diminue la distance entre les supports, on peut réduire leur hauteur (car la flèche devient plus petite), leur section transversale et ainsi le prix de chaque support. Mais d'autre part comme le nombre de supports et d'isolateurs par kilomètre de ligne augmente, le coût total par unité de longueur commence à augmenter lorsque la longueur de la portée devient inférieure à une

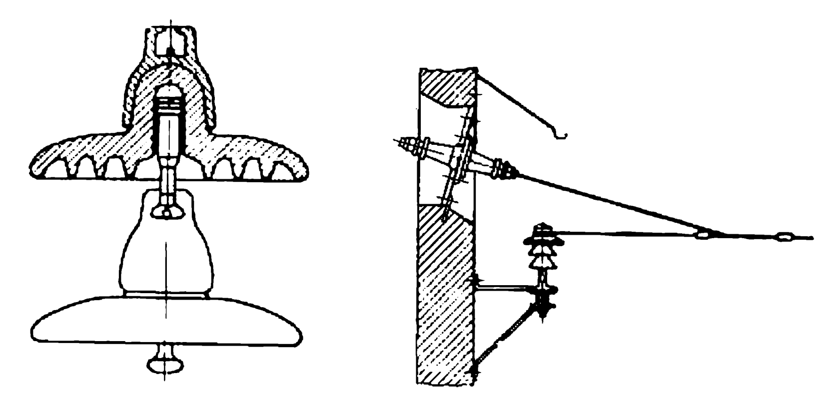


Fig. 22-25. Deux isolateurs en chaîne   Fig. 22-26. Isolateur de traversée

certaine valeur déterminée. Pour cette raison pour chaque tension de service il existe une distance la plus avantageuse entre les supports; remarquons qu'avec l'accroissement de la tension de service cette distance augmente.

Pour des tensions de service relativement peu élevées cette distance est comprise entre 30 et 50 mètres. Pour des tensions plus élevées cette distance atteint 400 mètres et plus. Toutes conditions égales, on préfère les grandes distances entre les supports car chaque point de suspension d'un conducteur est aussi un point faible pour l'isolement de la ligne et une voie pour le courant de fuite.

La distance entre les conducteurs d'une ligne aérienne est choisie de façon que lorsque ces fils oscillent sous l'action du vent, aucun percement dans l'air ne puisse se produire. On remarque qu'avec l'accroissement de portées l'amplitude des oscillations des fils augmente et pour cette raison pour de grandes portées il faut prendre comme distance entre les fils une valeur plus grande que pour de petites portées.

Pour protéger les fils d'une ligne aérienne contre l'influence de l'électricité atmosphérique on pose au sommet des supports, au-dessus des conducteurs, des câbles en fils d'acier galvanisés mis à la terre. Ces câbles sont fixés directement aux sommets des supports métalliques (fig. 22-24) et les supports mêmes sont connectés aux plaques métalliques, tubes ou lames enterrés au-dessous du niveau de gel de la terre. Lorsqu'on utilise des supports en bois, les câbles sont mis à la terre à l'aide de conducteurs verticaux qui descendent le long des supports. Ces câbles mis à la terre sont destinés à recevoir les coups de foudre directs et évacuer les charges atmosphériques dans la terre. De plus, en cas de rupture unilatérale des conducteurs de la ligne ils augmentent la stabilité mécanique des supports.

Les lignes de transport sont également dotées d'autres dispositifs de protection contre les surtensions naissant à la suite des décharges atmosphériques;

on utilise en particulier pour une telle protection des éclateurs branchés entre la ligne à protéger et la terre (fig. 22-27).

En service normal la tension entre le fil et la terre ne peut pas traverser l'espace d'air de ce parafoudre mais en cas d'une surtension dangereuse cet espace est traversé et la charge d'électricité atmosphérique est évacuée dans la terre. De cette façon le parafoudre est un point faible spécialement créé dans l'isolement de l'installation. Pour que le courant de l'arc dans le parafoudre n'atteigne pas une trop grande valeur et soit rompu aussitôt que la tension dans la ligne atteint la valeur normale, le parafoudre est doté d'un dispositif de soufflage spécial.

Malgré toutes ces mesures de protection les décharges atmosphériques provoquent le déclenchement des lignes aériennes et une interruption de l'alimentation en énergie. A ce point de vue une ligne en câbles souterrains qui n'est

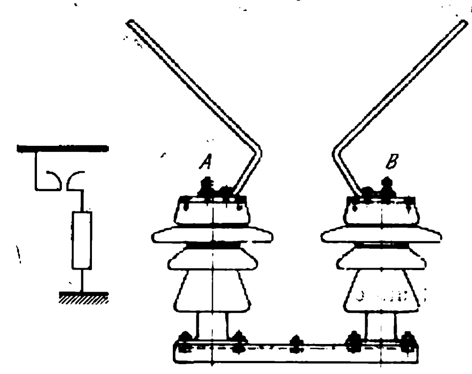


Fig. 22-27. Eclateur à cornes

pas soumise à l'action du champ électrique atmosphérique présente de grands avantages. Une telle ligne est également protégée contre des actions mécaniques extérieures, ne présente pas de danger pour les hommes, ne prend pas de place dans les rues. Par contre, l'installation d'une ligne en câbles est environ trois fois plus chère que celle d'une ligne aérienne et la fabrication de câbles pour des tensions supérieures à 100 kV présente des difficultés techniques considérables. Pour cette raison on emploie des lignes en câbles lorsque leurs avantages spécifiques sont plus importants que l'accroissement des frais d'installation. Par exemple les réseaux de distribution urbains (6 à 10 kV) sont de préférence en câbles. A l'intérieur des bâtiments les câbles sont posés dans des caniveaux sous le plancher.

Dans les grandes villes et dans les grandes usines les réseaux électriques souterrains sont placés dans un collecteur commun. La fig. 22-28 montre un collecteur urbain dans une partie duquel sont posés les câbles force et les câbles téléphoniques et dans l'autre partie, séparée par une cloison, se trouvent les tuyaux d'adduction d'eau, de chauffage et d'égoût.

Dans un câble le conducteur est entouré de papier à câble imprégné d'un mélange d'huile et de colophane; sur le papier est placée une gaine de plomb (fig. 22-29) sans soudures qui protège l'isolation contre la pénétration d'humidité. La gaine de plomb est protégée, à son tour, par une couche de jute imprégné de goudron asphalté. Sur le jute est placée une cuirasse en fil ou en ruban d'acier; cette cuirasse est protégée contre la rouille par une couche de jute asphalté. Un tel isolement soigneux est nécessaire parce que les moindres traces d'hu-

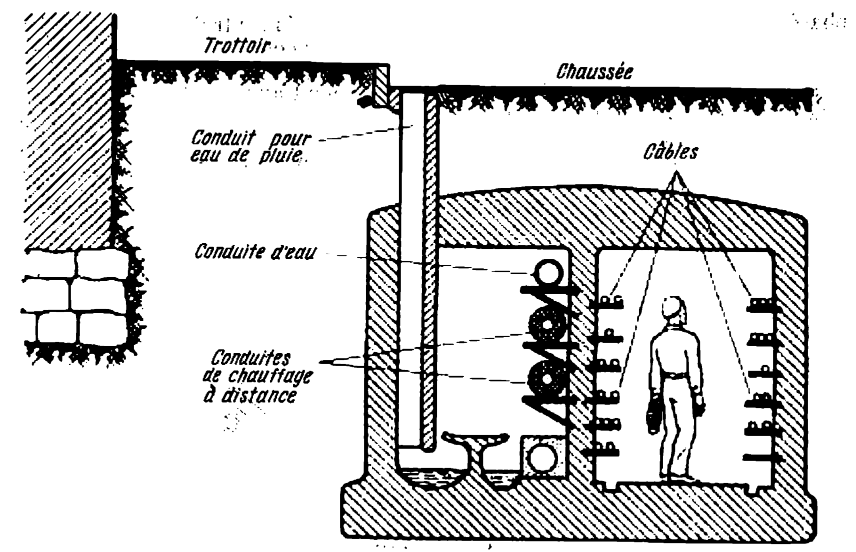


Fig. 22-28. Coupe d'un collecteur urbain

midité dans l'isolation pendant l'utilisation peuvent provoquer le percement de l'isolant et une avarie du câble. Les câbles à courant alternatif doivent être construits de façon que le champ magnétique alternatif ne puisse se fermer dans la

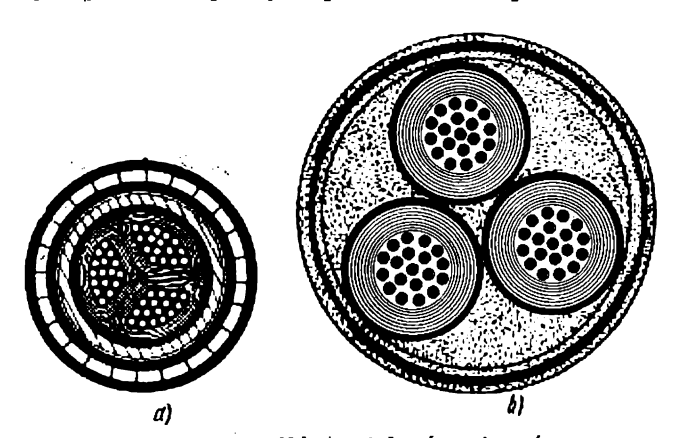


Fig. 22-29. Câbles triphasés cuirassés

cuirasse, ce qui provoquerait de grandes pertes par courants de Foucault et un échauffement inadmissible. Pour cette raison les câbles à courant alternatif comportant un seul conducteur ne doivent pas avoir de cuirasse en acier. Le champ magnétique résultant des trois conducteurs d'un câble triphasé est beaucoup plus faible que celui d'un câble monophasé. On utilise pour le courant tri-

phasé des câbles tripolaires (fig. 22-29) dans lesquels les trois conducteurs isolés l'un de l'autre sont munis d'une cuirasse en acier commune, et pour réduire les espaces vides les conducteurs sont en forme de secteurs (fig. 22-29,*a*). Pour que le champ électrique soit dirigé perpendiculairement aux couches de papier, chaque conducteur d'un câble à haute tension est doté d'une gaine en plomb mise à la terre (fig. 22-29,*b*).

Un câble doit être soigneusement protégé contre la pénétration de l'humidité dans les parties remplies de matière isolante; en particulier lors de l'emmagasinage et du transport, les extrémités des câbles doivent être spécialement protégées.

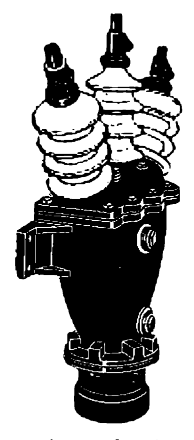


Fig. 22-30. Boîte d'extrémité de câble

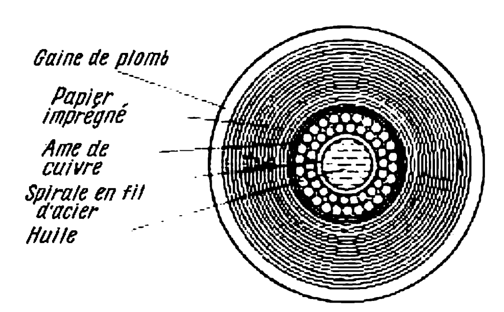


Fig. 22-31. Câble rempli d'huile

En fonctionnement le câble est réchauffé par le courant, d'où les différentes parties du câble se dilatant de façon inégale, des espaces vides se forment pouvant absorber l'humidité du sol ou de l'air. Afin de protéger le câble contre la pénétration de l'humidité, ses extrémités aux endroits d'entrée (par exemple dans un bâtiment) sont dotées de boîtes d'extrémité (fig. 22-30) ou de têtes de câbles remplies d'un mélange à base de bitume.

Pour des tensions comprises entre 60 et 220 kV on utilise des câbles remplis d'huile (fig. 22-31). Dans ces câbles le conducteur est disposé autour d'une spirale en acier creuse; la cavité intérieure de cette dernière sert de canal pour l'huile minérale. L'huile se trouve sous pression grâce à des bacs de pression disposés en différents points le long de la ligne en câbles. Les bulles d'air dans l'isolant sont néfastes lorsqu'il s'agit des câbles de haute tension; dans les câbles remplis d'huile même des bulles d'air minimes sont chassées par l'huile dont est imprégnée la couche de papier isolant.

Les *installations intérieures* se font avec des fils isolés. Les conducteurs nus sont admis seulement dans des locaux spéciaux où la gaine isolante peut être détruite facilement sous l'action d'agents chimiques (par exemple dans des salles d'accumulateurs) ; dans de tels locaux les fils nus doivent être protégés contre les contacts accidentels par fixation à une hauteur inaccessible ou à l'aide de revêtements résistants continus. Pour les fils isolés la partie la plus importante de l'isolement est le tuyau en caoutchouc (fig. 22-32) qui embrasse le conducteur recouvert d'un fil en coton. Cette mince couche de caoutchouc protège le fil contre l'humidité. On utilise généralement du caoutchouc vulcanisé et comme il agit chimiquement sur le cuivre, le fil de cuivre est étamé. Pour proté-

ger le caoutchouc contre les endommagements extérieurs, on le couvre d'une tresse de coton. Cette couche extérieure peut, à son tour, être asphaltée pour prévenir la pénétration de l'air. Mieux le caoutchouc est protégé contre la pénétration de l'air, plus longtemps il garde ses propriétés isolantes et ne vieillit pas.



Fig. 22-32. Fil isolé

Pour des récepteurs mobiles de courant (lampes de table, baladeuses, fers à souder, fers à repasser), on utilise des cordons qui comportent deux ou plusieurs conducteurs isolés flexibles réunis ensemble. Afin d'accroître leur protection mécanique les cordons et les fils flexibles sont parfois munis d'une tresse métallique.

En Union Soviétique on utilise pour les réseaux dont la tension ne dépasse pas 220 à 500 volts les fils isolés de types suivants:

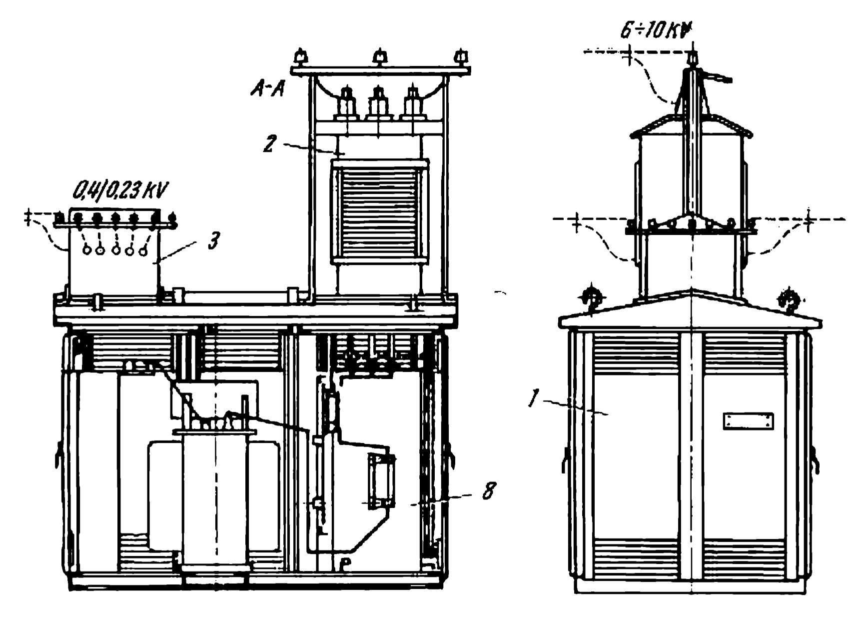
ПР, fil de cuivre isolé au caoutchouc;
АПР, fil d'aluminium isolé au caoutchouc;
ПВ, fil de cuivre isolé au chlorure de polyvinyle;
АПВ, fil d'aluminium isolé au chlorure de polyvinyle;
ПРЛ, analogue au fil ПР mais avec une tresse vernie;
ПРГ, analogue au fil ПР mais possède une flexibilité accrue et sert à la connexion des parties mobiles des machines et des appareils;
ПГВ, idem, mais isolé au chlorure de polyvinyle;
ПРГЛ, analogue au fil ПРГ mais avec une tresse vernie;
ПРД, analogue au fil ПР mais à deux conducteurs;
ШР, cordon à deux conducteurs isolé au caoutchouc;
ПРТО, fil isolé au caoutchouc pour être placé dans des tubes;
ПРГД, fil pour soudage électrique à l'arc;
ПРП, fil isolé au caoutchouc à tresse protectrice en fil d'acier formant écran;
ПРШП, fil isolé au caoutchouc sous gaine de caoutchouc avec tresse en fil d'acier;
ТПРФ, fil isolé au caoutchouc sous gaine métallique tubulaire souple;
АР, fil à un conducteur isolé au caoutchouc destiné à être placé à l'intérieur des appareils d'éclairage et prévu pour installation à tension ne dépassant pas 220 volts;
АРД, fil isolé au caoutchouc, à deux conducteurs, destiné à être utilisé comme le fil АР;
ШРП, cordon isolé au caoutchouc et servant à la suspension des appareils d'éclairage sur poulies. Il est prévu pour usage domestique.

Les fils isolés sont posés à découvert sur des isolateurs. Les fils sont posés également dans des tubes en ébonite (installation non apparente). Enfin dans les locaux humides, dans les locaux comportant de la poussière conductrice ainsi que dans les locaux comportant des vapeurs et des gaz acides, les fils isolés sont posés dans des tubes en acier.

22-12. Postes de transformation

La transformation du courant alternatif dans les installations de haute tension demande, en plus de transformateurs, des appareils de commutation (sectionneurs, disjoncteurs à bain d'huile, coupe-circuit, etc.), des tableaux de commande, des appareils de mesure, etc. L'ensemble de cet équipement servant à transformer le courant alternatif d'une tension en courant alternatif d'une autre tension est appelé *poste de transformation.*

En fonction de la puissance installée et de la tension on classe dans ce genre d'installations les puissants postes régionaux, les postes de grandes usines, etc., ainsi que les postes de transformation comportant un ou deux transformateurs installés pour alimenter en énergie les réseaux d'éclairage, les petites entreprises, etc.



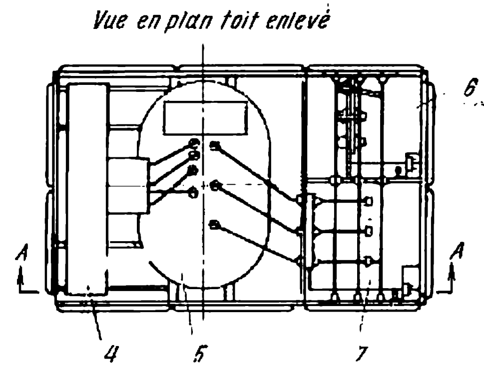


Fig. 22-33. Poste de transformation extérieur destiné à transformer l'énergie électrique du courant triphasé sous tension nominale 6-10/0,4-0,23 kV

1 — corps de la sous-station ; 2 — entrée (H.T.) ; 3 — sortie (B.T.) ; 4 — tableau de distribution (B.T.) ; 5 — transformateur de puissance ; 6 — chambre d'entrée du transformateur (H.T.) ; 7 — sectionneur

L'étude des schémas et des équipements de tels postes de transformation sort du cadre de ce livre. Nous indiquerons seulement quelques renseignements caractéristiques concernant le travail des postes de transformation.

Très souvent dans les postes on sépare l'alimentation des lignes force et des lignes lumière. Par exemple on installe deux transformateurs dont l'un est destiné à alimenter une ligne force et l'autre une ligne lumière.

Une telle alimentation séparée des circuits d'éclairage et des moteurs est désirable, même lorsque la tension des réseaux lumière et force est la même, car avec une alimentation commune le courant de démarrage des moteurs provoque des fluctuations visibles de la tension par suite de quoi les lampes à incandescence clignotent.

Du côté haute tension les transformateurs sont connectés par l'intermédiaire de sectionneurs et de disjoncteurs.

Dans les postes de transformation les compteurs sont branchés par l'intermédiaire des transformateurs de mesure du côté haute tension; ils enregistrent donc

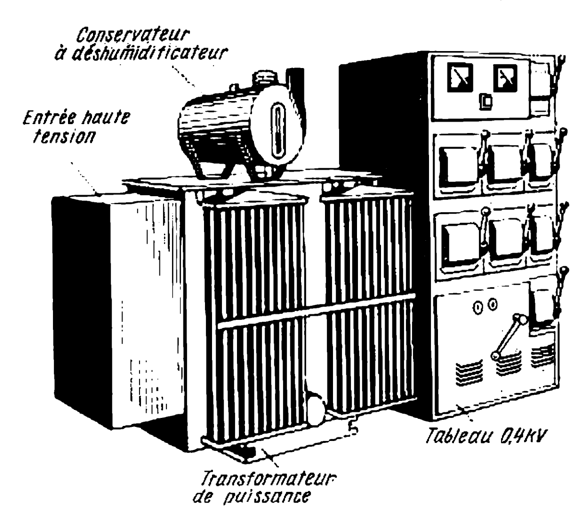


Fig. 22-34. Poste de transformation préfabriqué intérieur

aussi les pertes dans les transformateurs. Pour pouvoir déterminer le facteur de puissance moyen on dote les transformateurs de puissance de compteurs d'énergie réactive.

La fig. 22-33 montre en coupe un poste de transformation extérieur et sur la fig. 22-34 est montré un poste de transformation préfabriqué pour installation intérieure.

La *qualité de l'huile* a une grande importance pour le fonctionnement normal d'un poste de transformation. Par suite de son contact avec l'air, l'huile absorbe de l'humidité, s'oxyde et devient polluée. Il en résulte que ses propriétés isolantes deviennent plus mauvaises et les acides formés dans l'huile agissent de façon nocive sur les matériaux isolants de l'appareil. Pour ces raisons, il faut périodiquement vérifier l'état de l'huile par des essais sur des échantillons prélevés dans les bacs des transformateurs et des disjoncteurs. Pour les transformateurs de 2 à 20 kV qui se trouvent en service continu avec refroidissement naturel, on prend des échantillons d'huile pour essais tous les 12 mois et en cas de refroidissement artificiel tous les 6 mois. Pour les disjoncteurs dont la tension ne dépasse pas 20 kV, on prélève des échantillons d'huile tous les 12 mois et en plus toutes les fois après trois déclenchements automatiques.

TABLE DES MATIÈRES